

TEKNILLINEN KORKEAKOULU
Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto

Mika Koskenvuori

MEKAANISEN RESONAATTORIN TOTEUTTAMINEN
MHz-ALUEELLE SOI-TEKNOLOGIALLA

**Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-
insinöörin tutkintoa varten Espoossa 18.02.2002**

Työn valvoja

Prof. Ilkka Tittonen

Työn ohjaajat

TkT Tomi Mattila ja Prof. Aarne Oja

TEKNILLINEN KORKEAKOULU	Diplomityön tiivistelmä
Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto	
<p>Tekijä: Mika Koskenvuori</p> <p>Työn nimi: Mekaanisen resonaattorin toteuttaminen MHz-alueelle SOI-teknologialla</p> <p>Päivämäärä: 18.02.2002 Sivumäärä: 73</p>	
Professuuri: S-108 – Sähköfysiikka	
<p>Työn valvoja: Prof. Ilkka Tittonen</p> <p>Työn ohjaajat: TkT Tomi Mattila ja Prof. Aarne Oja</p>	
<p>Työn tavoitteena oli valmistaa ja analysoida mikromekaanisia resonaattoreita, joiden ominaistajuudet olivat MHz-alueella.</p> <p>Tarkastelun kohteena oli kaksi resonaattorityyppiä, jotka toimivat taipumamoodissa ja venymämoodissa. Resonaattoreiden ominaisuuksia analysoitiin kehittämällä ensin teoreettinen pohja resonaattorin toiminnalle, jota verrattiin sen jälkeen mittaustuloksiin. Resonaattoreiden valmistus perustui SOI (Silicon-on-Insulator) –tekniikkaan. Resonaattoreiden sähkömekaaninen kytkentä tehtiin kapasitiivisesti. Korkean bias-jännitteen luomiseksi esitettiin mahdollisuuksia.</p> <p>Ilman aiheuttama vaimennus havaittiin merkittävimäksi häviömekanismiksi mikromekaanisilla resonaattoreilla. Ilman huomattiin toimivan myös resonanssitaajuutta kasvattavana jousena. Tyhjiössä toimiville pienen aspektisuhteen resonaattoreille merkittävimäksi häviömekanismiksi havaittiin energian siirtyminen tukirakenteisiin. Venymämoodissa toimivan resonaattorin hyvyysluvaksi mitattiin 170000. Kuitenkin rinnakkaistettaessa venymämoodissa kaksi tai useampi varsi, havaittiin hyvin voimakas hyvyysluvun ja lineaarisen toiminta-alueen laajuuden lasku.</p>	
Avainsanat: Mikromekaniikka, resonaattori, SOI, bias-jännite, RF-MEMS	

Työ tehtiin RF-MEMS –projektin yhteydessä, yhteistyössä VTT Automaation Mittaustekniikan tutkimusalueen ja VTT Elektroniikan Mikroelektroniikkakeskuksen kanssa.

Työn valvojaa, professori Ilkka Tittosta, haluan kiittää mielenkiintoisesta diplomityö aiheesta sekä mahdollisuudesta työskennellä hänen tutkimusryhmässään. Tuomas Lamminmäelle kiitokset perehdyttämisestä mikromekaniikan saloihin sekä lisäksi kiitokset FEM-simuloinneista, jotka ovat auttaneet ymmärtämään mittaustuloksia työn edistyessä. Pekka Rantakarille haluan lausua kiitokset neuvoista mittalaitteiden käytössä sekä avusta elektroniikkaan liittyvissä kysymyksissä.

Erityisen suuret kiitokset haluan lausua työni ohjaajalle Tomi Mattilalle, jonka lukuisat ehdotukset auttoivat muodostamaan loogisen kokonaisuuden diplomityölle. Lisäksi kiitokset avusta mittaustulosten analysoinnissa sekä korjauksista ja kommenteista työtä kirjoitettaessa. Myös diplomityöni toiselle ohjaajalle Aarne Ojalle kiitokset valaisevista keskusteluista erityisesti biasjännitteiden luomisesta sekä korjausehdotuksista työhön liittyen. Jyrki Kiihamäkeä ja Hannu Kattelusta haluan kiittää saamistani resonaattoreista.

Projektin rahoittajat ja heidän edustajansa, TEKES, Nokia: Vladimir Ermolov ja Tapani Ryhänen sekä VTI–Hamlin: Heikki Kuisma ansaitsevat kiittollisuuteni diplomityöhön tarvittavan tutkimuksen mahdolliseksi tekemisestä.

Lopuksi haluan kiittää äitiäni opintojeni tukemisesta sekä ystäviäni, joiden ansiosta olen onnistunut säilyttämään viimeiset järkeni rippeet.

Otaniemessä 18.02.2002



Mika Koskenvuori

1	Johdanto.....	8
2	Resonaattorin mekaaninen käsittely.....	10
2.1	Aiheen käsittelyn rajausta.....	10
2.2	Massa-jousi –värähtelijä	10
2.3	Palkin taivutusmoodi.....	10
2.4	Palkin venytysmoodi.....	12
2.5	Vedonpoistorakenteet.....	15
3	Resonaattorin sähkömekaaninen käsittely	16
3.1	Kytkenäkerroin ja liikevirta.....	16
3.1.1	Mekaanisen värähtelyamplitudin määrittäminen mitatun ulostulojännitteen perusteella	17
3.1.2	Sähköinen vastinpiiri.....	18
3.2	Resonanssin detektointi: kohinasovitus.....	20
3.3	Kytkeytyvät resonaattorit.....	22
3.4	Bias-jännitteen tuottaminen	24
3.4.1	Mikromekaaninen kondensaattori	24
3.4.2	EEPROM-piirit.....	25
3.4.3	Elektreetit	27
3.4.4	Varauspumput	27
4	Häviöt.....	29
4.1	Sisäisten tekijöiden vaikutus.....	29
4.1.1	Energian kytkeytyminen tukirakenteisiin.....	29
4.1.2	Termoelastiset häviöt	30
4.2	Ulkoisten tekijöiden vaikutus	32
4.2.1	Väliaineen vaimennus	32
4.2.2	Ilmajousivakio	34
5	Epälineaarisuudet.....	36
5.1	Mekaaninen epälineaarisuus	36
5.1.1	Mekaaninen epälineaarisuus molemmista päistä kiinnitetyllä palkilla	36
5.1.2	Vedonpoistorakenteiden vaikutus mekaaniseen epälineaarisuuteen	36
5.2	Sähköinen epälineaarisuus.....	37
6	Resonaattoreiden valmistus ja mittaukset.....	39
6.1	Resonaattoreiden valmistus	39
6.2	Mittausjärjestelyt.....	43
6.2.1	Mittauslaitteisto	43
6.2.2	Mallin sovitusta mitattuun vasteeseen.....	44

6.3	Siltaresonaattoreiden mittaustulokset.....	46
6.3.1	Hyvyysluvun paineriippuvuus.....	46
6.3.2	Resonanssitaajuuden paineriippuvuus.....	49
6.3.3	Resonaattorin mittojen vaikutus hyvyyslukuun	50
6.3.4	Vedonpoistorakenteet.....	53
6.4	Venymäresonaattoreiden mittaustulokset.....	57
6.4.1	Symmetrisoitu yksivartinen resonaattori.....	57
6.4.2	Resonaattorin rinnakkaistaminen	59
6.4.3	Mittaukset rinnakkaisten palkkien lukumäärän kasvaessa.....	61
6.4.4	Parasiittisten resonanssien mittaukset	62
6.4.5	Venymäresonaattoreiden epälineaarisuus	63
7	<i>Johtopäätökset ja pohdintoja</i>	66
8	<i>Lähdeluettelo.....</i>	69

Käytetyt lyhenteet ja merkit

α	pituuden lämpölaajenemiskerroin
ρ	tiheys
ω	kulmataajuus
A	pinta-ala
C	kapasitanssi
d	resonaattorin ja elektrodin välisen raon leveys
E	kimmokerroin
f	taajuus
F	voima
h	palkin korkeus
i	(liike)virta
k	jousivakio
L	induktanssi / palkin pituus
m	massa
q	hiukkastiheys / varaustiheys
Q	sähkövaraus / hyvyysluku
R	resistanssi
t	aika
T	lämpötila
u_{ac}	resonaattorin herättämiseen käytetty vaihtojännite
U_{bias}	resonaattorin biasointiin käytetty tasajännite
w	palkin leveys
x	resonaattorin poikkeama tasapainoasemasta (värähtelyamplitudi)

EEPROM	Electrically Erasable and reProgrammable Read Only Memory, sähköisesti tyhjennettävä ja ohjelmoitava lukumuisti
FEM	Finite Element Method, elementtimenetelmä
FET	Field Effect Transistor, kanavatransistori
SOI	Silicon on Insulator, välieristeinen piikiekkö

1 Johdanto

Jatkuvasti kehittyvä elektroniikka- ja telekommunikaatioala asettaa yhä uusia vaatimuksia tuotteiden hinnalle ja koolle. Entistä pienempiä tuotteita pyritään valmistamaan yksinkertaisemmilla menetelmillä ja käyttämällä yhä halvempia materiaaleja. Pyrkimys eri osien integroimiseksi samalla sirulle on noussut merkittäväksi tavoitteeksi.

Mikromekaaniset resonaattorit tarjoavat tässä suhteessa kiinnostavia mahdollisuuksia. Perinteiset erilliskiteisiin perustuvat oskillaattorit on mahdollista korvata käyttämällä mikromekaanista resonaattoria¹. Pienen koon lisäksi valmistamalla resonaattorit SOI-kiekolle on mahdollista saavuttaa kideoskillaattoreita huomattavasti parempi integroitavuus esimerkiksi radiotaajuisten vastaanottimien muiden toimintalohkojen kanssa. Myös mikromekaanisten resonaattoreiden monikäyttöisyys oskillaattoreiden lisäksi esimerkiksi suodattimissa ja sekoittajissa tarjoaa mahdollisuuksia säästöihin sekä tilassa että suunnittelu- ja valmistuskustannuksissa. Piikiekolle toteutettujen mikromekaanisten resonaattoreiden etuna on koon ja valmistustekniikan lisäksi niiden suuri hyvyysluku. Tämä hyvyysluku juontaa juurensa yksikiteisen piin pienistä sisäisistä häviöistä ja korkealaatuisista valmistustekniikoista. Suuri hyvyysluku on keskeinen edellytys pienen vaihekohinan oskillaattoreiden sekä suuren selektiivisyyden suodattimien kannalta.

Tämän diplomityön tarkoituksena on käsitellä mikroeletromekaanisiin resonaattoreihin liittyvää teoriaa sekä vertailla toteutettujen resonaattoreiden mittauksista saatuja tuloksia näihin teorioihin. Varsinaista resonaattoreiden valmistustekniikkaa on sivuttu vain siinä laajuudessa, että valmistustekniikan asettamat rajoitukset resonaattorien toiminnalle voidaan ymmärtää. Työstä hyvin suuri osa on käytetty mittaustulosten esittelyyn ja analysointiin ja näin pyritty kattamaan mahdollisimman paljon mikroeletromekaanisten resonaattoreiden toimintaan vaikuttavia tekijöitä.

Diplomityö on rakenteellisesti jaettu seuraavasti. Luvussa kaksi on esitelty resonaattorin mekaanisen toiminnan perusteet sekä käyty läpi tärkeimmät mekaaniset suureet. Tämän jälkeen vertaillaan taivutus- ja venymämoodeihin perustuvia resonaattoreita. Luvussa kolme käsitellään resonaattoria sähköisen piirin osana ja johdetaan mekaaniselle

resonaattorille sähköinen sijaiskytkentä. Samalla esitetään syitä korkean bias-jännitteen käyttämiseksi resonaattoreissa ja lopuksi tutkitaan erilaisia vaihtoehtoja tuottaa tämä tasajännite. Neljännessä luvussa esitellään tärkeimpiä mikromekaanisen resonaattorin häviömekanismeja sekä arvioidaan näiden vaikutusta eri tavoilla toteutetuille resonaattoreille. Viides luku käsittelee resonaattoreiden toimintaan liittyviä sähköisiä ja mekaanisia epälineaarisuuksia. Kuudennessa luvussa kerrotaan resonaattoreiden valmistuksesta ja esitellään mittaustulokset sekä näiden pohjalta tehdyt analysoinnit. Diplomityön viimeiseen lukuun on koottu työn pohjalta tehdyt johtopäätökset ja pohdinnat sekä ajatukset jatkotutkimuksen aiheista.

2 Resonaattorin mekaaninen käsittely

2.1 Aiheen käsittelyn raja

Eri resonaattoreiden ominaisuuksia on tarkemmin kuvattu lähteessä [2], josta löytyy myös tärkeimpien kaavojen ja ominaisuuksien johtaminen. Tässä työssä ei keskitytä jo esiteltyjen kaavojen johtamiseen vaan eri resonaattoreille tärkeimmät kaavat esitellään vain siinä laajuudessa kuin niitä tarvitaan myöhempien kaavojen johtamista tai muita viittauksia varten.

2.2 Massa-jousi –värähtelijä

Yksinkertaiselle massa-jousi –värähtelijälle voidaan kirjoittaa differentiaaliyhtälö

$$m\ddot{x} + \gamma\dot{x} + kx = F(t), \quad (2.1)$$

jossa m on massa, k jousivakio, γ systeemin vaimennusvakio ja $F(t)$ systeemiin vaikuttava periodinen voima. Ominaiskulmataajuus on

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (2.2)$$

ja systeemin hyvyysluku

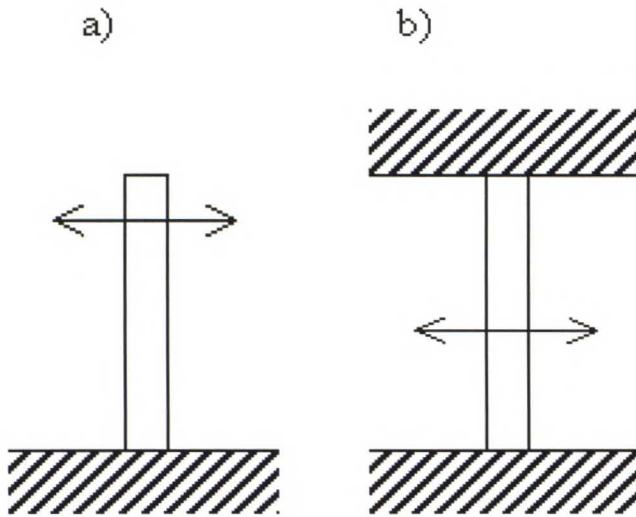
$$Q \approx \frac{m\omega_0}{\gamma} = \frac{\sqrt{km}}{\gamma}. \quad (2.3)$$

2.3 Palkin taivutusmoodi

Yksinkertainen mekaaninen resonaattori on toisesta päästä tuettu palkki, joka poikkeutetaan tasapainotilasta ja päästetään värähtelemään (Kuva 2.1). Tämän taivutusmoodin alin ominaistajuus voidaan laskea kaavasta³

$$f_1 = 0,162 \sqrt{\frac{E}{\rho} \left(\frac{w}{L^2} \right)}, \quad (2.4)$$

missä E on materiaalin kimmokerroin, ρ materiaalin tiheys, L palkin pituus ja w palkin värähtelyn suuntainen leveys.



Kuva 2.1 Taipumamoodissa värähtelevä resonaattori, joka on kiinnitetty a) toisesta päästä, b) molemmista päistä.

Jousivakiolle on voimassa

$$k = \frac{Eh}{4} \left(\frac{w}{L} \right)^3, \quad (2.5)$$

jossa h on palkin korkeus. Jousivakio on laskettu palkin päähän vaikuttavan pistemäisen voiman tapauksessa.

Kun palkki kiinnitetään myös toisesta päästä, saadaan ns. siltaresonaattori, jonka taivutusmoodin ensimmäiselle ominaistajuudelle pätee

$$f_1 = 1,03 \sqrt{\frac{E}{\rho}} \left(\frac{w}{L^2} \right) \quad (2.6)$$

ja jousivakiolle

$$k = 16Eh \left(\frac{w}{L} \right)^3. \quad (2.7)$$

Jousivakio on laskettu pistemäisen, palkin keskikohtaan vaikuttavan voiman tapauksessa.

Kaavoja (2.4) ja (2.6) verrattaessa huomataan, että siltaresonaattorin ominaistajuus on noin kuusinkertainen verrattuna samankokoiseen, vain toisesta päästä tuettuun palkkiin. Vastaavasti kaavoista (2.5) ja (2.7) nähdään, että jousivakio on 64-kertainen.

2.4 Palkin venytysmoodi

Kun palkkia, jonka pituus on L ja poikkipinta-ala A , venytetään pitkittäissuunnassa voimalla F , syntyy siihen Hookeen lain mukaan suhteellinen venymä

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{F}{EA}. \quad (2.8)$$

Pitkittäiselle venymälle jousivakio on siis

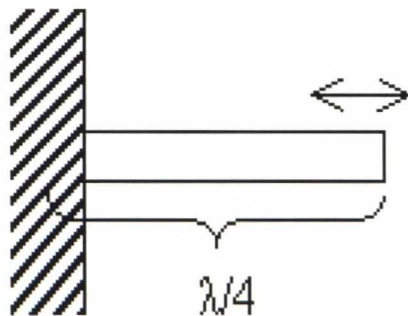
$$k = \frac{Ehw}{L}. \quad (2.9)$$

Jaettaessa poikittaissuuntaisen palkin jousivakio (2.7) pitkittäissuuntaisen palkin jousivakiolla (2.9) saadaan suhteeksi⁴

$$\frac{k_m^{\leftrightarrow}}{k_m^{\updownarrow}} = \left(\frac{4w}{L} \right)^2. \quad (2.10)$$

Kaavasta (2.10) nähdään, että pitkittäissuunnassa palkki on merkittävästi jäykempi kuin poikittaissuunnassa, kun resonaattorin leveys on huomattavasti pienempi sen pituutta. Esimerkiksi, kun

$$\frac{w}{L} = 0,1 \Rightarrow \frac{k_m^{\leftrightarrow}}{k_m^{\updownarrow}} = 0,16.$$

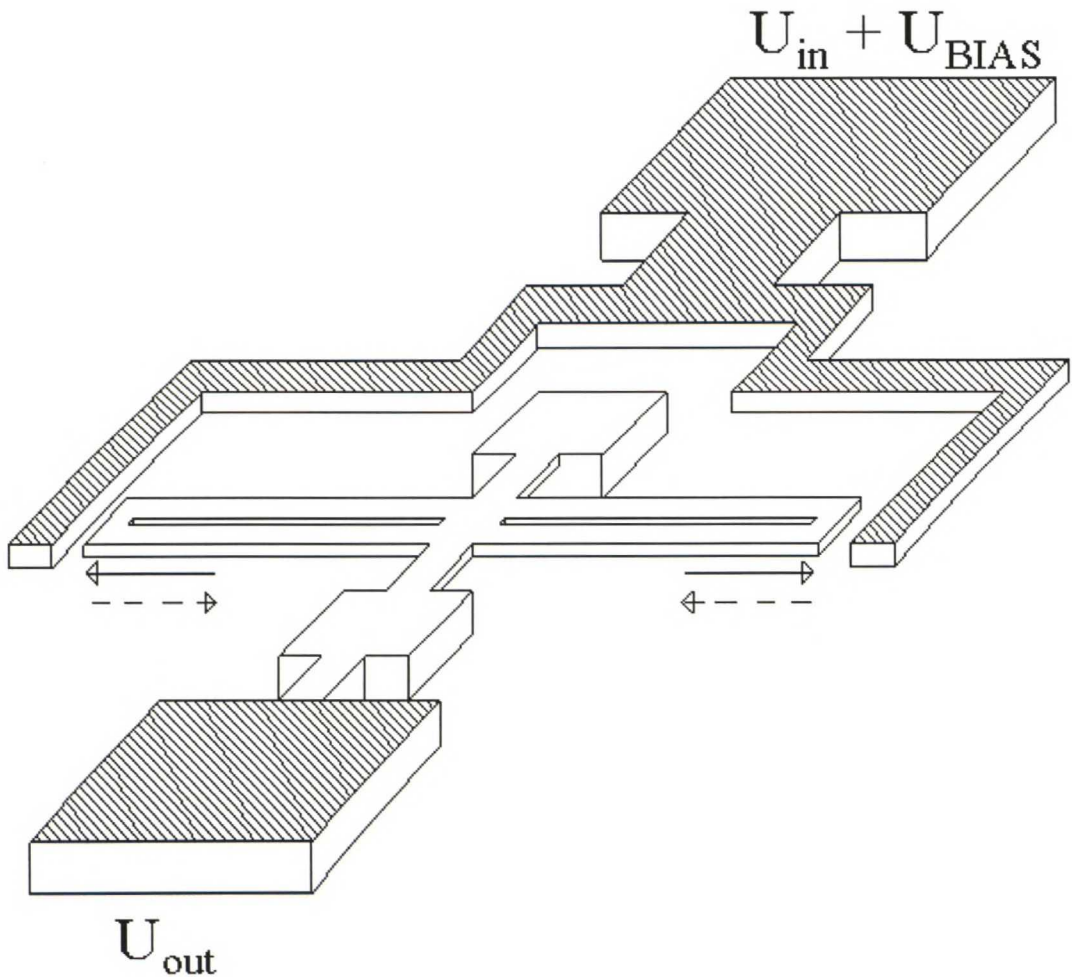


Kuva 2.2 Venymämoodissa toimiva resonaattori. Resonaattorin pituus vastaa palkissa etenevän äänen aallonpituuden neljännestä.

Kiinnitettäessä palkki toisesta päästä (Kuva 2.2) alin ominaistajuuus pitkittäissuuntaiselle värähtelylle voidaan laskea kaavasta

$$f_1 = 0,25 \sqrt{\frac{E}{\rho}} \frac{1}{L}. \quad (2.11)$$

Tässä värähtelymoodissa pituus L vastaa palkissa etenevän äänen neljännesaallonpituutta $\lambda/4$, jolloin kiinnityskohtaan muodostuu liikkeen nollakohta (solmu) ja palkin vapaaseen päähän liikkeen maksimi (kupu). Pitkittäismoodissa värähtelevän palkki toimii siis akustisena resonaattorina, jossa ääni kulkee kiinteän aineen sisällä. Englanninkielisessä kirjallisuudessa ratkaisu tunnetaan nimellä Bulk Acoustic Wave (BAW) – resonaattori⁵.



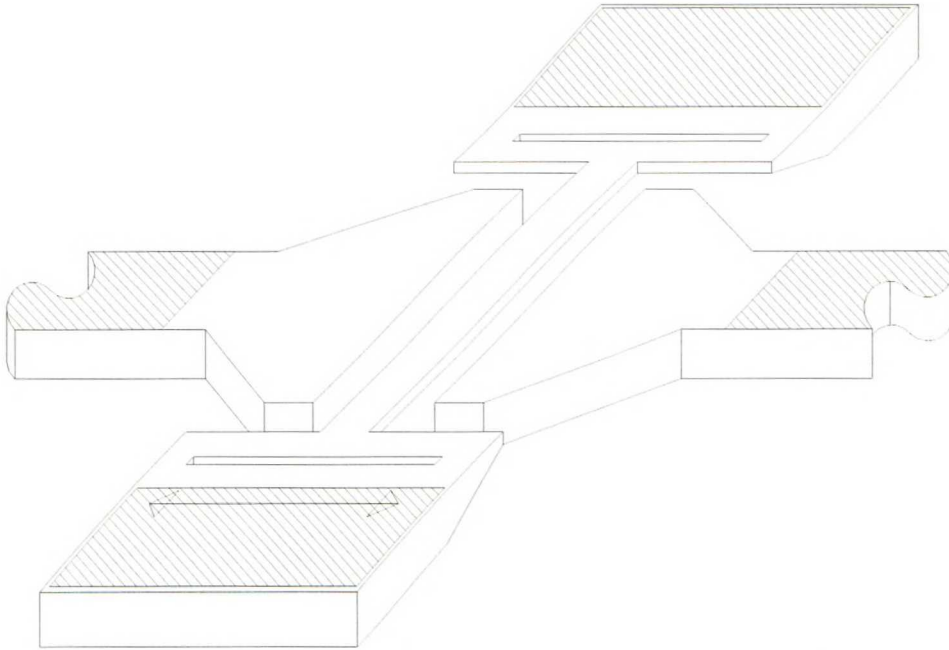
Kuva 2.3 Kaksivartinen venymäresonaattori. Nuolet osoittavat värähtelyn suunnan. Tummennetut alueet kuvaavat metallointeja elektrodeissa ja kontaktipinnoissa. Palkkiin on tehty pitkittäissuuntaiset viillot, joiden kautta palkin alla oleva oksidi saadaan etsattua pois.

Kiinnitys tukirakenteisiin kannattaa tehdä palkin päähän, koska $\lambda/4$ -resonaattorina venymäresonaattorin liike on pienintä tässä kohdassa. Ideaalisesti ääntä heijastavan solmukohdan valmistaminen on käytännössä hankalaa yksivartisessa rakenteessa: palkissa etenevät ääniaallot tunkeutuvat samasta materiaalista valmistettuun tukirakenteeseen. Tämän kineettisen äänienergian vuotamisen seurauksena värähtelyn hyvyysluku Q on pieni. Kiinnitysongelma voidaan ratkaista käyttämällä symmetristä rakennetta (Kuva 2.3). Kun resonaattorin varsien liike on vastakkaisvaiheista, saapuvat ääniaallot toimivat ”akustisena peilinä” toisilleen keskikohdassa ja energian siirtyminen tukirakenteisiin minimoituu. Näin saavutetaan jopa luokkaa 10^3 olevia parannuksia hyvyyslukuun. Toinen venymäresonaattorin oletettu häviöitä pienentävä ominaisuus on sen pieni pinta-ala verrattuna massaan, näin pintavaikutukset jäävät pieniksi. Suurien, jopa 10^5 -luokkaa olevien hyvyyslukujen saavuttaminen on mahdollista ilman monimutkaisia ripustus- tai kiertymärakenteita⁶.

Yhtälöstä (2.11) nähdään, että esimerkiksi siltaresonaattoreista poiketen venymäresonaattorin ominaistajuus ei riipu resonaattorin leveydestä vaan ainoastaan materiaaliparametreistä sekä resonaattorin pituudesta. Koska kapasitiivisen kytkennän suuruus riippuu elektrodin ja palkin yhteisestä pinta-alasta, voidaan kytkentää suurentaa palkkia leventämällä ilman, että resonanssitaajuus muuttuu. Palkkia levennettäessä on kuitenkin huomioitava valmistusprosessin asettamat rajat suurimmalle etsausmatkalle. Etsausmatkaa leveämpi palkki voidaan kuitenkin toteuttaa tekemällä palkkiin reikiä tai pitkittäissuuntaisia viiltoja, joiden kautta oksidi voidaan etsata pois (Kuva 2.3). Tätä ja muita resonaattorin valmistukseen liittyviä asioita on käsitelty tarkemmin kohdassa 6.1 Palkin rei’ittäminen pienentää kuitenkin palkin massaa ja jousivakiota sekä saattaa alentaa halutun värähtelymoodin hyvyyslukua aiheuttamalla ei-toivottuja värähtelymoodeja palkkiin. Lisäksi on huomattava, että kun palkin leveys w lähestyy palkin pituutta L , alkavat sivuttaisten värähtelymoodien taajuudet lähestyä pitkittäisen perusmoodin taajuutta haitallisella tavalla.

2.5 Vedonpoistorakenteet

Resonaattoriin voi syntyä jännityksiä valmistus- tai pakkausvaiheessa. Nämä jännitykset voivat muuttaa resonaattorin taajuusominaisuuksia. Lisäksi lämpötilan muutoksista aiheutuvat lämpölaajenemiset ja –supistumiset voivat aiheuttaa muutoksia resonanssitaajuuteen. Koska kaavan (2.10) mukaan palkki on huomattavasti jäykempi pitkittäis- kuin poikittaissuunnassa, voidaan värähtelevään pitkittäispalkkiin syntyvä veto poistaa lisäämällä päistään kiinnitetty poikittaispalkki värähtelevän palkin päähän, siten että värähtelevä palkki kiinnitetään tukipalkin keskelle (Kuva 2.4). Koska vedon poistamiseksi lisätty poikittaispalkki muodostaa irrallisen kiinnityspisteen varsinaiselle värähtelevälle palkille, aiheutuu tästä haittana värähtelevän palkin resonanssitaajuuden laskeminen.



Kuva 2.4 Kahdella vedonpoistolla varustettu siltaresonaattori. Kuvassa oleva nuoli osoittaa vedonpoistopalkin pituuden. Tummennetut alueet kuvaavat metallointeja elektrodeissa ja kontaktipinnoissa.

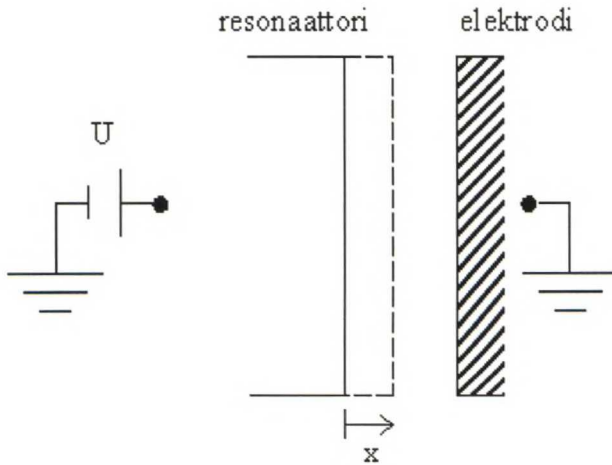
3 Resonaattorin sähkömekaaninen käsittely

Sähköisesti kytketyn mikromekaanisen resonaattorin toiminnallinen kuvaaminen vaatii sekä sähkö- että mekaanisten suureiden käyttöä. Käytännön laskujen kannalta on kuitenkin edullista esittää resonaattorin mekaaniset ominaisuudet sähköisten vastinkomponenttien avulla, jolloin mallinnuksessa voidaan rajoittua vain sähköisiä suureita sisältävän mallin differentiaaliyhtälön ratkaisemiseen. Tällöin resonaattorin toiminnan analysointi on mahdollista valmiita piirisimulaattori-ohjelmistoja käyttämällä.

3.1 Kytkentäkerroin ja liikevirta

Resonaattorin poikkeama tasapainoasemasta x (Kuva 3.1) jännitteellisessä kytkentäraossa aiheuttaa muuttuvan kapasitanssin, jonka aikaansaama liikevirta on

$$i = \frac{dQ}{dt} = \frac{\partial(CU)}{\partial t} = U \frac{\partial C}{\partial t} = U \frac{\partial C}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = U \frac{\partial C}{\partial x} \dot{x}. \quad (3.1)$$



Kuva 3.1 Resonaattorin liike jännitteellisessä kytkentäraossa.

Yhtälö (3.1) kuvaa siis mekaanisen liikkeen muuttumista sähkövirraksi. Tämän perusteella määritellään sähkömekaaninen kytkentäkerroin η

$$\eta = U \frac{\partial C}{\partial x}. \quad (3.2)$$

Yhtälöstä (3.2) huomataan, että kytkentäkerroin on suoraan riippuvainen sekä kapasitanssin muutoksesta poikkeaman x suhteen että käytetystä bias-jännitteestä U .

Olettaen, että mekaaninen liike on sinimuotoista ($x = x_0 \sin \omega t$), saadaan liikevirraksi resonanssitaajuudella

$$i = \eta \omega_r x_0. \quad (3.3)$$

Jos resonaattorin poikkeama x alkutilanteesta on pieni verrattuna resonaattorin ja elektrodin väliseen rakoon d , voidaan kapasitanssin muutosta poikkeaman suhteen pitää vakiona

$$\frac{\partial C}{\partial x} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}{(d - x)^2} \approx \frac{C_0}{d}. \quad (3.4)$$

Tässä

$$C = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}{d - x} \quad (3.5)$$

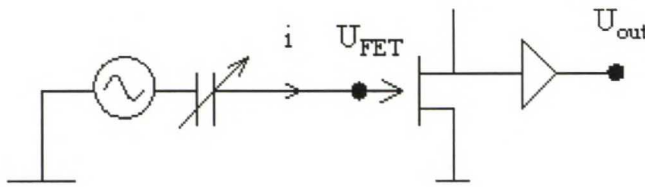
ja $C_0 = C(x = 0)$.

3.1.1 Mekaanisen värähtelyamplitudin määrittäminen mitatun ulostulojännitteen perusteella

Resonaattorin värähtelyamplitudi on monesti kiinnostuksen kohteena, kun tutkitaan resonaattorin käyttäytymistä epälineaarisella alueella. Jos resonaattoria mitataan sähköisesti, värähtelyamplitudi x voidaan määrittää mitatun ulostulojännitteen perusteella. Liikevirta i (kaava 3.3) aiheuttaa esivahvistimen sisäänmenossa jännitteen

$$U_{FET} = \frac{i}{\omega_r C_{in}} = \frac{\eta x_0}{C_{in}}, \quad (3.6)$$

missä ω_r on resonanssikulmataajuus ja C_{in} esivahvistimen sisäänmenokapasitanssi.

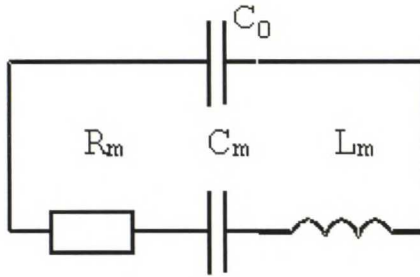


Kuva 3.2 Mekaanisen värähtelyamplitudin määrittäminen ulostulojännitteen perusteella.

Jakamalla jännite U_{out} esivahvistimen ulostulossa vahvistuksella G , saadaan värähtelyamplitudille (Kuva 3.2)

$$x = \frac{U_{out} C_{in}}{G \eta}. \quad (3.7)$$

3.1.2 Sähköinen vastinpiiri



Kuva 3.3 Resonaattorin sähköinen vastinpiiri.

Kun jätetään työkapasitanssi C_0 huomioimatta ($1/\omega_r C_0 \ll R_m$), voidaan kuvan 3.3 vastinpiirille kirjoittaa differentiaaliyhtälö

$$L \dot{i}(t) + R i(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt = u(t). \quad (3.8)$$

Jos mekaaninen resonaattori halutaan esittää puhtaasti sähköisillä suureilla, sijoitetaan yhtälö (3.3) yhtälöön (2.1) sekä jaetaan tulos kytkentäkertoimella η (muutetaan yhtälön karakteristinen suure voimasta (N) jännitteeksi (V)):

$$\frac{m}{\eta^2} \frac{di}{dt} + \frac{\sqrt{km}i}{Q\eta^2} + \frac{k}{\eta^2} \int i dt = U. \quad (3.9)$$

Vertaamalla tätä sähköisen resonanssipiirin yhtälöön (3.8) huomataan, että sähköisen resonanssipiirin komponenttien arvot voidaan määritellä massa-jousi-systeemin arvoista seuraavasti:

$$\begin{aligned} R_m &= \frac{\sqrt{km}}{Q\eta^2}, \\ L_m &= \frac{m}{\eta^2}, \\ C_m &= \frac{\eta^2}{k}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Resonaattorin tarkempaan sähköiseen vastinpiiriin on vielä lisättävä resonanssipiirin rinnalle staattinen työkapasitanssi C_0 (Kuva 3.3). Saatu vastinpiiri on analoginen kvartsikiteen sähköisen mallin kanssa⁷.

Taulukossa 3.1 on esitelty tyypillisiä arvoja sekä silta- että venymäresonaattorille.

	Silta	Venymä
L [μm]	44	160
w [μm]	4	10
h [μm]	8	10
k [N/m]	9415	110539
m [pkg]	1,3	12,9
f [MHz]	13,4	13,3
Q	1500	170 000
d [um]	0,5	0,5
U _{DC} [V]	100	100
η [N/V]	0,96·10 ⁻⁶	0,35·10 ⁻⁶
R _m [kΩ]	80,0	57,3
L _m [H]	1,4	105,4
C _m [aF]	97,9	1,1
C ₀ [fF]	4,8	1,77

Taulukko 3.1 Tyypillisen silta- ja venymäresonaattorin sähkömekaaniset ominaisuudet.

Kun resonaattori saatetaan värähtelemään sähköstaattisesti jännitteellä U , saadaan voimalle yhtälöksi

$$F = \frac{1}{2}U^2 \frac{\partial C}{\partial x}, \tag{3.11}$$

missä C on elektrodin ja resonaattorin välinen kapasitanssi ja x resonaattorin poikkeama tasapainosta. Sijoittamalla kaavaan (3.11) jännitteen paikalle elektrodin ja resonaattorin välinen jännite $U = U_{DC} + u_{ac}\sin(\omega t)$ saadaan voiman lausekkeeksi

$$F = \frac{1}{2}\left[U_{DC}^2 + 2U_{DC}u_{ac}\sin(\omega t) + \frac{1}{2}u_{ac}^2 - \frac{1}{2}u_{ac}^2\cos(2\omega t)\right]\frac{\partial C}{\partial x}, \tag{3.12}$$

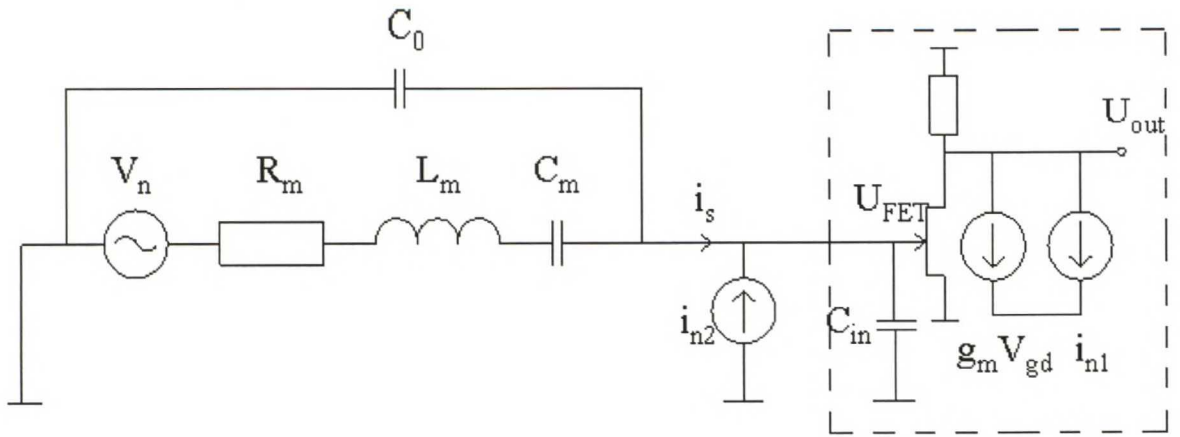
missä sulkulausekkeen kaksi viimeistä termiä johtuvat vaihtojännitteen u_{ac} neliöstä.

Jotta resonaattori saadaan värähtelemään halutulla taajuudella, on sähköstaattisesta voimasta johtuva kaksinkertaisella taajuudella oleva harmoninen voima saatava riittävän pieneksi verrattuna halutulla taajuudella värähtelevään komponenttiin. Tähän vaaditaan tasajännite, joka on suurempi kuin resonaattorin ajamiseen käytettävän vaihtojännitteen amplitudi.

3.2 Resonanssin detektointi: kohinasovitus

Kuvassa 3.4 on esitetty mikromekaanisen resonaattorin sähköiseen lukemiseen käytetty kytkentä kohinamekanismeineen. Resonaattorin liike aiheuttaa yhtälön (3.3) mukaan signaalivirran i_s . Kohinajännite v_n puolestaan muodostuu resonaattorin sisäisestä kohinasta sekä vahvistimen kohinasta. Signaali-kohina –suhteelle FET:n sisäänmenossa (C_{in}) saadaan

$$\frac{S}{N} = \frac{i_s Z(C_{in})}{v_n(C_{in})}. \quad (3.13)$$



Kuva 3.4 Kohinainen vastinpiiri. Katkoviivoilla ympäröity alue kuvaa vahvistimen sisäänmenossa olevaa FET:iä.

Resonaattorin sisäinen kohina riippuu resonaattorin mekaanisesta resistanssista R_m ja se voidaan laskea kohinajännitetiheyden yhtälöstä⁸

$$v_n^{Rm} \approx \sqrt{4kTR_m} [V/\sqrt{\text{Hz}}]. \quad (3.14)$$

Tällöin kohinajännitetiheys tyypilliselle siltaresonaattorille (arvot taulukosta 3.1) huoneen lämpötilassa on

$$v_n^{Rm} \approx 36,0 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}.$$

Vahvistimen kohina koostuu kahdesta komponentista i_{n1} ja i_{n2} , jotka voidaan laskea yhtälöistä⁹

$$i_{n1} = \sqrt{\frac{8}{3}kTg_m} [A/\sqrt{\text{Hz}}] \text{ ja} \quad (3.15)$$

$$i_{n2} = (\omega C_{in}) \sqrt{\frac{kT}{g_m}} [A/\sqrt{Hz}]. \quad (3.16)$$

Kohinavirtalähde i_{n1} (yhtälö 3.15) voidaan esittää kohinajännitelähteenä v_{n1} vahvistimen sisäänmenossa

$$v_{n1} = \sqrt{\frac{8 kT}{3 g_m}} \quad (3.17)$$

Lasketaan kaikkien näiden kohinamekanismien aiheuttamat kontribuutiot vahvistimen sisäänmenossa resonaattorin resonanssitaajuudella. Taulukosta 3.1 ja kaavasta (3.14) saadaan jännitteenjaolla siltaresonaattorin aiheuttamaksi kohinaksi

$$v_n^{Rm}(C_{in}) = \frac{Z(C_{in})}{Z(C_{in}) + R_m} v_n^{Rm} \approx 1,3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}, \quad (3.18)$$

tulos on saatu käyttämällä resonanssitaajuudella 13,4 MHz FET:n sisäänmenoimpedanssille arvoa $Z(C_{in}) = 3 \text{ k}\Omega$, kun $C_{in} = 4 \text{ pF}$ (Philips BF545B JFET).

Vahvistimen kohinavirralle huoneen lämpötilassa saadaan laskettua yhtälöstä (3.16)

$$i_{n2} = 0,2 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}, \quad (3.19)$$

kun käytetään FET:n transkonduktanssille arvoa $g_m = 3 \text{ mS}$.

Kohinajännitetiheyksille $Z(C_{in}) = 3 \text{ k}\Omega$ kuormaan saadaan yhtälöistä (3.17) ja (3.19)

$$\begin{aligned} v_{n1}(C_{in}) &= 1,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \\ v_{n2}(C_{in}) &= 0,7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned}$$

Vahvistimen kokonaiskohinajännitetiheys on siis

$$v_n^{amp} = \sqrt{v_{n1}^2 + v_{n2}^2} = 2,0 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}.$$

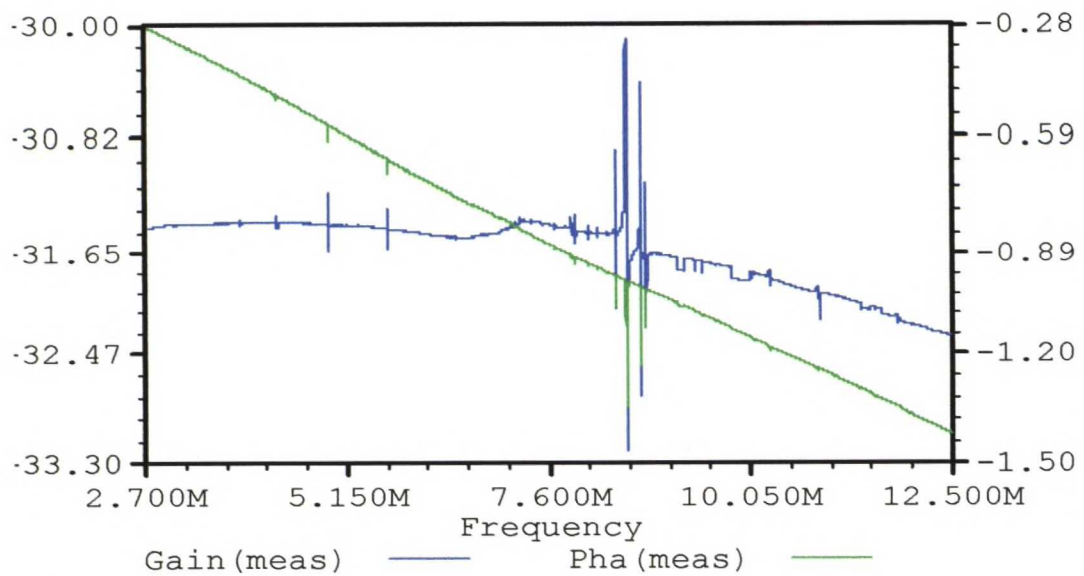
Eli vahvistimen kohina on huomattavasti suurempi kuin resonaattorin sisäinen kohina vahvistimen sisäänmenossa resonanssitaajuudella. Tämä osoittaa hyvin sovituserongelman, joka aiheutuu mikromekaanisten komponenttien korkeista impedanssitasoista. Keskeinen pyrkimys onkin pienen R_m :n saavuttaminen.

Tyypilliselle symmetrisoidulle venymäresonaattorille mekaaninen resistanssi on kymmenien kilo-ohmien luokkaa, johtuen pääosin venymäresonaattorin suuresta hyvyysluvusta. Mekaanista resistanssia kasvattaa venymäresonaattorin suuri jousivakio sekä suuri massa. Taipumaresonaattorille massa ja jousivakio ovat venymäresonaattoria pienempiä, mutta mekaaninen resistanssi on venymäresonaattorin kanssa samaa luokkaa johtuen pienemmästä hyvyysluvusta (Taulukko 3.1).

Koska kaavan (3.10) mukaan mekaaninen resistanssi on kääntäen verrannollinen kytkentäkertoimen η neliöön, voidaan mekaanista resistanssia pienentää kasvattamalla kytkentäkerrointa. Kytkentäkerroin on suoraan verrannollinen resonaattorin ja elektrodin väliseen kapasitanssiin, joten sitä voidaan kasvattaa suurentamalla resonaattorin ja elektrodin yhteistä pinta-alaa. Tämä voidaan tehdä esimerkiksi kytkemällä venymäresonaattoriin useampia palkkeja. Esimerkiksi rinnastettaessa neljä palkkia, saadaan venymäresonaattorin mekaaninen resistanssi laskettua suunnilleen FET:n sisäänmenoimpedanssin tasolle. Tämä edellyttää kuitenkin suhteellisen suuren (100 V) bias-jännitteen käyttämistä. Taipumaresonaattorille kytkentäkertoimen kasvattaminen resonanssitaajuutta muuttamatta on hankalampaa.

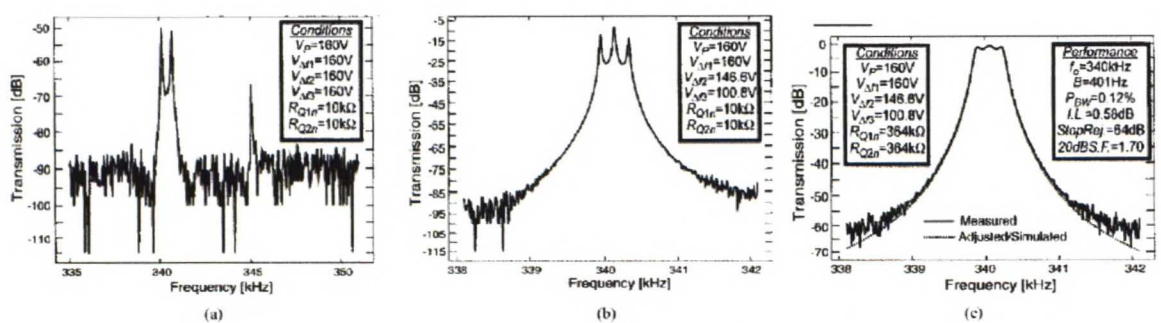
3.3 Kytketyt resonaattorit

Yksi MEMS-resonaattoreiden etu on niiden pieni koko. Tällöin on mahdollista kytkeä useita resonaattoreita rinnakkain, jolloin saadaan parannettua kappaleessa 3.2 esitettyjä resonaattorin ominaisuuksia (mm. impedanssitaso) vahvistimen kohinasovituksen kannalta. N:n kohinaltaan samanlaisen resonaattorin ideaalinen kytkeminen rinnakkain pienentää resonaattoreiden aiheuttamaa sisäistä kohinaa kertoimella \sqrt{N} edellyttäen, että eri resonaattoreiden kohina on korreloimatonta¹⁰. Kuitenkin, koska vahvistimen kohina on yleensä dominoiva, oleellisempi hyöty on N-kertainen signaali. Kytkeminen voidaan tehdä monilla eri tavoilla, mutta ongelmaksi muodostuu helposti tilanne, jossa osa kytketyistä resonaattoreista värähtelee hieman eri taajuudella, jolloin myös muita kuin toivottu moodi voi eksitoitua. Tällöin taajuusvasteessa huomataan yhden resonanssin sijasta useita eri resonansseja (Kuva 3.5).



Kuva 3.5 Kytketyn rinnakkaisresonaattorirakenteen taajuus- ja vaihevasteet, kun kytkentä ei ole optimaalinen vaan resonaattorit värähtelevät eri taajuuksilla ja useampia moodeja eksitoituu.

Erillisiä resonanssitaajuuksia voidaan käyttää hyödyksi esimerkiksi kaistanpäästösuodattimissa (Kuva 3.6). Tämä vaatii kuitenkin pysyvän jännitesäädön aikaansaamisen sekä sovitetun päättämisen resonaattoreille, jotta resonanssit olisivat riittävän lähekkäin sekä taajuusvasteesta saataisiin päästökaistalla riittävän tasainen. Riittävän jännitesäädön aikaansaaminen vaatii tyypillisesti korkeita tasajännitteitä.



Kuva 3.6 Erillisten resonaattoreiden käyttö kaistanpäästösuodattimen toteutuksessa: a) Resonaattoreiden taajuusvaste valmistuksen jälkeen. b) Taajuusvaste jännitesäädön jälkeen. c) Taajuusvaste, kun suodatin on päätetty sovitetusti¹¹.

3.4 Bias-jännitteen tuottaminen

Kuten kohdassa 3.1 todettiin, on sähkömekaaninen kytkentäkerroin suoraan verrannollinen käytettyyn bias-jännitteeseen. Integroiduissa resonaattoreissa tämän tasajännitelähteen toteuttaminen kiinteänä osana onkin suuri haaste. Seuraavassa on käsitelty muutamia vaihtoehtoja ko. jännitelähteen toteuttamiseksi.

3.4.1 Mikromekaaninen kondensaattori

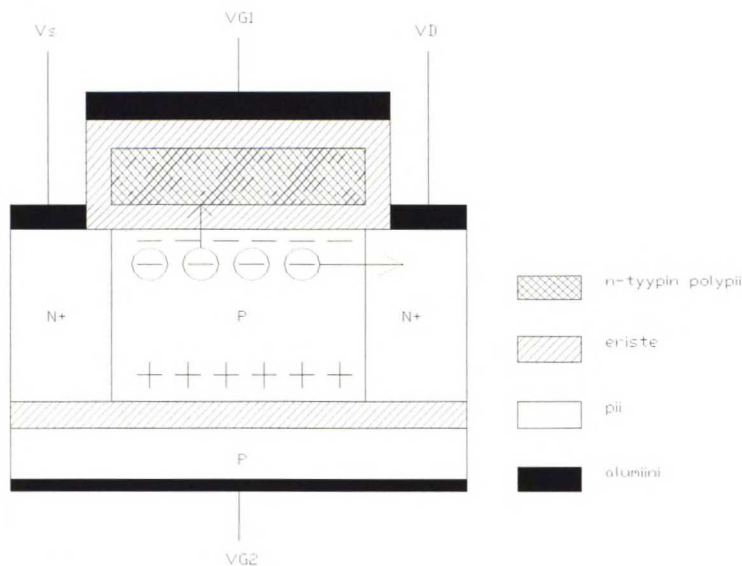
Yksinkertaisin toteutus on käyttää kondensaattoria varauksen varastoitumiseen ja kytkeä kondensaattorista saatava jännite värähtelijään. Kondensaattori ladataan aluksi haluttuun jännitteeseen ulkopuolisesta jännitelähteestä, jonka jälkeen yhteys jännitelähteeseen katkaistaan käyttämällä joko erillistä kytkintä tai tuhoamalla lataussilta esimerkiksi riittävän voimakkaalla jännitepulsilla. Kriittinen tekijä tämän toteutuksen kannalta on kondensaattorin purkautumisnopeus. Jos oletetaan, että mikromekaaninen kondensaattori on toteutettu SOI-kiekon pinnalle, saadaan varauksen säilymisen aikavakiolle karkea arvio, kun tunnetaan eristeaineen resistiivisyys ρ ja suhteellinen permittiivisyys ϵ_r

$$\begin{aligned} R &= \frac{\rho l}{A} \\ C &= \frac{A \epsilon_0 \epsilon_r}{l} \\ \tau = RC &= \epsilon_0 \epsilon_r \rho \end{aligned} \quad (3.20)$$

Sijoittamalla piidioksidin arvot^{12,13} $\rho = 1 \cdot 10^{16} \Omega\text{m}$ ja $\epsilon_r(\text{SiO}_2) = 3,9$ saadaan aikavakioksi $\tau \sim 100 \text{ h}$. Käytännössä aikavakio saattaa olla vieläkin pienempi, koska prosessoidun resonaattori-rakenteen tapauksessa ideaalinen SiO_2 -kalvo rikotaan. Voidaan siis todeta, että SOI-kiekolle toteutettuja mikromekaanisia kondensaattoreita käyttämällä joudutaan varaus uusimaan tietyin väliajoin, jotta riittävä jännite voidaan ylläpitää. Rakennetta voidaan parantaa tekemällä ankkuroinnin pinta-alasta mahdollisimman pieni, jolloin aikavakio paranee tekijällä A/A' , missä A' on ankkuroinnin pinta-ala ja A kapasitanssin pinta-ala.

3.4.2 EEPROM-piirit

Tieto- ja sähkötekniikassa EEPROM-piirejä käytetään pysyvinä muisteina. Nämä muistit perustuvat varauksien varastoitumiseen kelluvalle hilalle, joten ne toimivat tasajännite-varastoina, joiden elinikä on kymmeniä vuosia. Muistien lataaminen eli kirjoittaminen suoritetaan yleensä tunneloimalla elektroneja kelluvalle hilalle hyvin ohuen eristekerroksen läpi (Kuva 3.7). Kun nieluun kytketään lähdettä korkeampi potentiaali ($V_D > V_S$) alkavat elektronit liikkua lähteestä nielulle. Koska lataustilassa hilan 1 jännite on huomattavasti hilan 2 jännitettä suurempi ($V_{G1} \gg V_{G2}$) tunneloituu osa vaeltavista elektroneista kelluvalle hilalle. Kun bias-jännitteet poistetaan, eivät elektronit enää kykene läpäisemään hilaa ympäröivää eristekerrosta vaan jäävät ansaan hilalle.



Kuva 3.7 SOI-prosessiin sopiva EEPROM, kun piiriin on kytketty latausjännitteet¹⁴.

Suurin mahdollinen varaustiheys voidaan laskea kun tunnetaan eristemateriaalin läpilyöntikenttä sekä suhteellinen permittiivisyys. Piidioksidi eristeiselle EEPROMille saadaan suurimmaksi mahdolliseksi varaustiheydeksi laskettua:

$$U = \frac{Q}{C} \quad (3.21)$$

$$C = \frac{A \epsilon_r \epsilon_0}{d} \quad (3.22)$$

Yhdistämällä em. yhtälöt saadaan

$$U = \frac{Qd}{A\epsilon_r\epsilon_0}, \quad (3.23)$$

josta voidaan laskea kenttä E ja vaatia, että se on pienempi kuin läpilyöntikenttä piidioksidille¹² ($6 \cdot 10^8$ V/m)

$$E = \frac{U}{d} = \frac{Q}{A\epsilon_r\epsilon_0} \leq 6 \cdot 10^8 \text{ V/m}. \quad (3.24)$$

Suurimmaksi mahdolliseksi varaustiheydeksi ($q = Q/A$) saadaan sijoittamalla arvot permittiivisyyksille ϵ_0 ja $\epsilon_r(\text{SiO}_2) = 3,9$

$$q_e \leq 20 \cdot 10^{-3} \text{ C/m}^2. \quad (3.25)$$

Näin ollen neliömikrometrin kokoiselle alueelle voidaan varastoida itseisarvoltaan maksimissaan 20 fC varaus (n. 125000 elektronia) ilman läpilyöntiä. Esimerkiksi Intelin kaksoishila-EEPROMilla¹⁵ käytetään -3 fC:n varausta $0,35 \mu\text{m}^2$ pinta-alalla, jolloin varaustiheydeksi saadaan $-8,5 \text{ fC}/\mu\text{m}^2$.

Jos lasketaan vertailun vuoksi atomitiheys piille, saadaan sen hilavakiosta $a_0(\text{Si}) = 0,357 \text{ nm}$ atomitiheydeksi

$$q_{at}(\text{Si}) = \frac{2}{(a_0)^2} \approx 6,9 \cdot 10^{18} \text{ atomia/m}^2 = 6,9 \cdot 10^6 \text{ atomia}/\mu\text{m}^2. \quad (3.26)$$

Näin ollen suurin mahdollinen varaustiheys (kaava 3.25) tarkoittaa yhtä varastoitua elektronia 55 atomia kohden.

Käytännön sovellusta ajatellen voidaan laskea esimerkiksi venymäresonaattorille tarvittava varaus, kun halutaan bias-jännitteen olevan 100 V. Oletetaan resonaattorin työkapasitanssin mitoiksi $w = 10 \mu\text{m}$, $h = 10 \mu\text{m}$ ja $d = 0,5 \mu\text{m}$, tällöin

$$C = \frac{\epsilon_0 wh}{d}, \quad (3.27)$$

$$Q = CU = \frac{\epsilon_0 wh}{d} U_{DC} = 177 \text{ fC},$$

eli noin 1,1 miljoonaa elektronia. Käyttämällä piille suurinta mahdollista varaustiheyttä, tarvittaisiin siis noin $9 \mu\text{m}^2$ kokoinen alue varausten varastoimiseen.

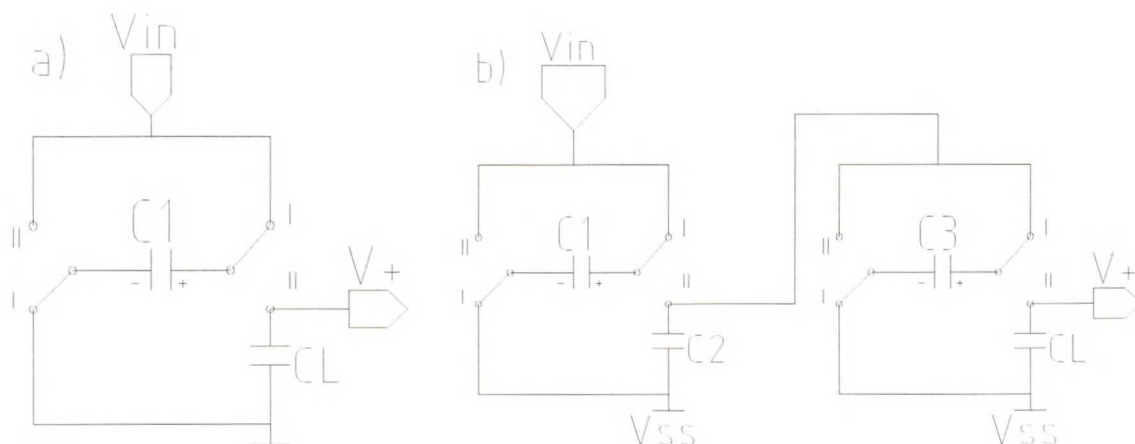
3.4.3 Elektreetit

Kolmas vaihtoehto bias-jännitteen tuottamiseksi on elektreettien käyttäminen. Elektreetit ovat sähköisiä eristeitä tai dielektrisiä materiaaleja, joilla on pitkäkestoinen sähköinen polarisaatio. Muun muassa teflonia käytetään elektreettimikrofoneissa sen erinomaisten ominaisuuksien johdosta. Ongelmana on kuitenkin epäsovivuus IC-prosesseihin. Tästä ongelmasta päästään eroon käyttämällä EEPROMeista tuttua kelluvaa hilaa, joka on valmistettu epäorgaanisesta, kasvatetusta piidioksidista. Lisäetu kelluvan hilan käytössä on mahdollisuus ladata hila uudestaan varauksen heikentyessä ja saavuttaa näin huomattavasti varauksen säilymisaikaa pidempi käyttöikä. Käytännössä ainakin luokkaa $6 \cdot 10^{-4} \text{ C/m}^2$ olevia pintavaraustiheyksiä on saavutettu¹⁶ ja teoriassa on esitetty parannuksia, joilla varaustiheydet voidaan nostaa ainakin $7 \cdot 10^{-3} \text{ C/m}^2$ tasolle¹⁶.

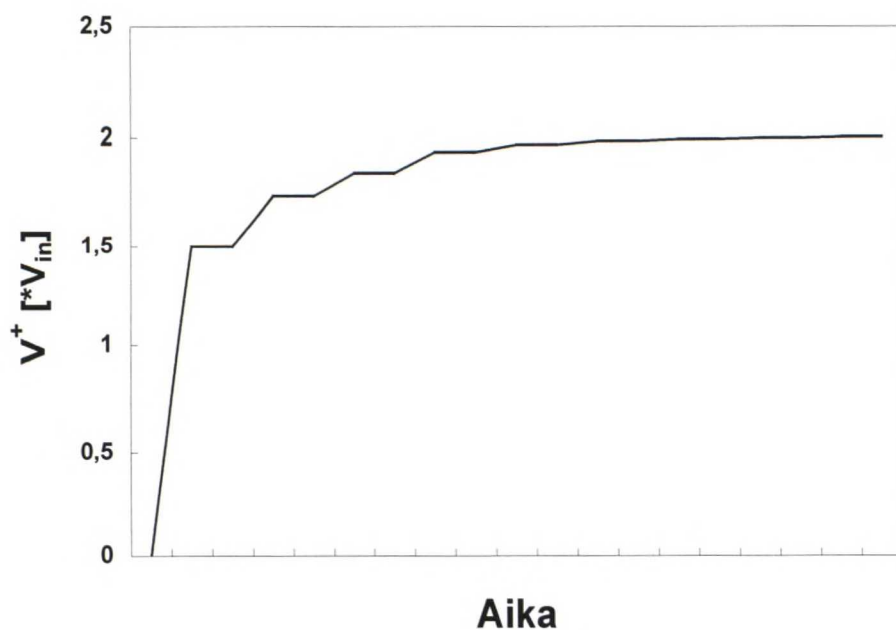
3.4.4 Varauspumput

Tarvittava korkea bias-jännite on mahdollista tuottaa matalammasta jännitteestä myös varauspumppun avulla^{17,18}. Varauspumppua käytetään, kun halutaan kääntää jännitteen polariteetti tai nostaa ulostulojännite sisäänmeno-jännitettä korkeammaksi yleensä kondensaattoreita käyttämällä. Varauspumppuja käytetään esimerkiksi matalan käyttöjännitteen EEPROM-piireissä tuottamaan piirin kirjoittamisessa tarvittava käyttöjännitettä korkeampi jännite¹⁹. Varauspumppu voidaan toteuttaa esimerkiksi jännitteenkahdentajien avulla. Yksi tällainen rakenne on esitetty kuvassa 3.8²⁰. Ensimmäisessä vaiheessa kondensaattori C_1 ladataan sisäänmeno-jännitteeseen V_{in} . Toisessa vaiheessa kondensaattori C_1 yhdistetään kondensaattoriin C_L , jolloin C_1 :n varastoitunut varaus jakaantuu kondensaattoreiden kesken. Tällöin ulostulojännite V^+ on kondensaattorin C_1 jännitteen verran sisäänmeno-jännitettä suurempi varauksen jakautumisen johdosta. Kun kahdentaja siirtyy takaisin vaiheeseen I, säilyttää kondensaattori C_L varauksensa, mutta C_1 latautuu uudelleen jännitteeseen V_{in} . Näin vuorottelemalla vaiheita I ja II ulostulojännite kasvaa lopulta arvoon $2 \cdot V_{in}$ (Kuva 3.9). Kytkemällä jännitteenkahdentajia sarjaan voidaan saavuttaa suurempia jännitteenvahvistuksia (Kuva 3.8 b). Kaksivaiheisen toimintansa johdosta esitellystä jännitteenkahdentajasta käytetään nimeä TPVD (Two-Phase-Voltage-Doubler). Jännitteenkahdentajilla toteutettu varauspumppu on mahdollista realisoida IC-teknologialla, joten se voisi tarjota mahdollisuuden aikaansaada pienikokoinen ja vähän

tehoa kuluttava bias-jännitelähde. Yksi mahdollisuus toteutukseen on luoda ensin matalamman potentiaalin tasajännitevarasto elektreeteillä tai EEPROM-tekniikkaa käyttämällä ja nostaa sitten tämä jännite resonaattorin vaatiman bias-jännitteen tasolle varauspumppua käyttämällä.



Kuva 3.8 a) Jännitteenkahdentaja b) 2 jännitteenkahdentajaa kytketty sarjaan, $V^+ = 4 * V_{in}$



Kuva 3.9 Kuvan 3.8 a) varauspumpun ulostulojännitteen V^+ muodostuminen. Koska resonaattorin biasoinnissa ei tarvita virtaa, voidaan varauspumpun toiminta katkaista, kun $V^+ = 2 * V_{in}$.

4 Häviöt

Resonaattorin hyvyysluku voidaan laskea yhtälöstä

$$Q = \frac{2\pi W_0}{\Delta W}, \quad (4.1)$$

missä W_0 on resonaattoriin varastoitu värähtelyenergia ja ΔW on energiahäviö yhdessä värähtelysyklissä.

Resonaattorissa häviävä energia ΔW voidaan kirjoittaa eri häviömekanismien summana, joten resonaattorin hyvyysluku voidaan lausua summana

$$\frac{1}{Q} = \sum_i \frac{1}{Q_i} = \frac{1}{Q_{\text{kytkeytyminen}}} + \frac{1}{Q_{\text{TED}}} + \frac{1}{Q_{\text{tilavuus}}} + \frac{1}{Q_{\text{pinta}}} + \frac{1}{Q_{\text{muut}}}. \quad (4.2)$$

Tyhjiössä toimivan resonaattorin värähtelyenergian heikkenemisen päämekanismit ovat kytkeytyminen tukirakenteisiin ja sisäiset häviöt. Sisäiset häviöt ovat yleensä verrannollisia resonaattorin pinta-alaan tai tilavuuteen, joten yleensä puhutaan pinta- tai tilavuusvaikutuksista. Kaavassa (4.2) esiintyvä Q_{TED} viittaa termoelastisiin häviöihin, joiden vaikutusta on käsitelty kohdassa 4.1.2.

Jos resonaattori ei toimi tyhjiössä tapahtuu häviöitä ympäröivään aineeseen mm. akustisen säteilyn ja viskoosin vaimennuksen johdosta²¹. Ulkoisia tekijöitä on käsitelty tarkemmin kohdassa 4.2.

4.1 Sisäisten tekijöiden vaikutus

Sisäiset häviöt koostuvat mm. kidevirheiden liikkeistä, termoelastisista häviöistä, pintavaikutuksista ja fononien törmäyksistä²². Perinteisesti sisäisten häviöiden on oletettu olevan verrannollisia resonaattorin tilavuuteen, mutta pintavaikutukset saattavat olla hallitseva tekijä hyvin ohuille ($< 1 \mu\text{m}$), korkean hyvyysluvun resonaattoreille, joilla on suuri pinta-ala massaansa verrattuna²³.

4.1.1 Energian kytkeytyminen tukirakenteisiin

Resonaattoreissa merkittävä häviömekanismi on energian siirtyminen tukirakenteisiin. Tätä on vaikea välttää, sillä resonaattori on ankkuroitava tukirakenteisiin. Koska värähtelyssä

resonaattoriin syntyy seisova aaltoliike, on havaittu hyväksi kiinnittää resonaattori tukirakenteisiin värähtelyn solmukohdista, jolloin siirtynyt energia saadaan minimoiduksi.

Jimbo ja Itao ovat tutkineet kytkeytymishäviöitä mallintamalla tukirakennetta äärettömällä elastisella kappaleella^{24,25}. He päätyivät tulokseen jonka mukaan poikittaistasossa värähtelevän taivutusresonaattorin ensimmäisen värähtelymoodin kytkeytymisen aiheuttama vaimeneminen voidaan laskea kaavasta

$$\zeta_{\text{kytkeytyminen}} = 0,23 \left(\frac{w}{L} \right)^3, \quad (4.3)$$

josta saadaan vastaavaksi hyvyysluvaksi

$$Q_{\text{kytkeytyminen}} = 2,17 \left(\frac{L}{w} \right)^3. \quad (4.4)$$

Värähtelyenergian kytkeytyminen tukirakenteisiin voidaan siis minimoida tekemällä värähtelijästä mahdollisimman pitkä suhteessa leveyteen. Tämän aspektisuhteen suurentamista rajoittaa kuitenkin resonaattorin mekaaninen epälineaarisuus, joka tulee ilmi suuren aspektisuhteen resonaattoreilla jo pienillä ajotehoilla.

4.1.2 Termoelastiset häviöt

Termoelastisia sisäisiä häviöitä voi syntyä kaikissa materiaaleissa jotka joutuvat jaksottaisen rasituksen kohteeksi. Kun materiaali puristuu kasaan sen lämpötila nousee, vastaavasti materiaalin venyessä sen lämpötila laskee. Näin kappaleen värähdellessä siihen voi syntyä alueita joiden lämpötilat poikkeavat viereisistä alueista. Materiaalin lämmönjohtavuuden takia nämä lämpötilaerot pyrkivät tasoittumaan ja osa mekaanisesta energiasta menetetään lämpöenergiaksi eikä sitä voida enää saada takaisin. Tästä energian häviömekanismista käytetään nimeä termoelastinen kitka²⁶.

Merkittävimmillään termoelastiset häviöt ovat silloin, kun rasituksen jaksonaika on sama kuin rakenteen terminen aikavakio, eli kun $\omega\tau = 1$, missä ω on värähtelyn kulmataajuus ja τ on relaksaatioaika. Tällöin värähtelyn taajuus on termisen aikavakion käänteisarvo:

$$f_0 = \frac{\pi K}{2\rho C_p w^2}, \quad (4.5)$$

missä K on materiaalin lämmönjohtavuus, ρ tiheys, C_p lämpökapasiteetti vakioaineessa ja w palkin leveys värähtelyn suunnassa. Kun tähän sijoitetaan piille ominaiset materiaaliarvot $K = 1,5 \cdot 10^2 \text{ W/K}\cdot\text{m}$, $C_p = 0,7 \cdot 10^3 \text{ J/kg}\cdot\text{K}$, sekä siltaresonaattorille tyypillinen palkin leveys $w = 4 \mu\text{m}$, saadaan taajuudeksi, jolla termoelastiset häviöt ovat suurimmillaan noin 9 MHz.

Kun materiaalin isoterminen kimmomoduli korvataan taajuusriippuvalla kimmomodulilla, voidaan resonaattorin resonanssitaajuus laskea käyttämällä kompleksista kimmomodulia. Tällöin taajuuden reaali-osa kertoo värähtelyn ominaistaajuuden ja imaginääriosa värähtelyn vaimenemisen. Termoelastisen kitkan aiheuttama vaimennus voidaan laskea kaavasta

$$Q^{-1} = 2 \left| \frac{\text{Im}(\omega)}{\text{Re}(\omega)} \right| \quad (4.6)$$

Tällä menetelmällä saadaan taivutusmoodissa värähtelevän palkin termoelastiselle vaimennukselle²⁷:

$$Q^{-1} = \frac{E\alpha^2 T_0}{C} \left(\frac{6}{\xi^2} - \frac{6}{\xi^3} \frac{\sinh \xi + \sin \xi}{\cosh \xi + \cos \xi} \right), \quad (4.7)$$

missä α on materiaalin pituuden lämpötilakerroin ja C ominaislämpökapasiteetti. ξ :n arvo voidaan laskea yhtälöstä

$$\xi = w \sqrt{\frac{\omega_0}{2\chi}}, \quad (4.8)$$

kun tiedetään materiaalin terminen diffusiivisuus χ tai terminen diffuusiopituus l_T .

$$l_T = \chi \sqrt{\frac{\rho}{E}}. \quad (4.9)$$

Sijoittamalla molemmista päistä kiinnitetyn palkin ensimmäisen ominaisvärähtelytaajuuden lauseke (2.6) sekä yhtälö (4.9) yhtälöön (4.8) saadaan ξ laskettua lausekkeesta

$$\xi = 1,7988 \cdot \sqrt{\frac{w^3}{L^2} \frac{1}{l_T}}. \quad (4.10)$$

Kaavojen (4.7) ja (4.10) perusteella esimerkiksi 13,4 MHz:n taajuudella värähtelevälle resonaattorille saadaan termoelastisten häviöiden rajoittamaksi hyvyysluvaksi 2058, kun käytetään arvoja²⁷ $l_T = 1,257 \cdot 10^{-2} \text{ m}$, $\alpha = 2,5 \cdot 10^{-6} \text{ 1/K}$ ja $C = 0,703 \text{ kJ/kg}\cdot\text{K}$.

Termoelastisten häviöiden merkitys kasvaa resonaattorin leveyden kasvaessa, joten ne eivät ole merkittävä häviöiden lähde alle mikrometrin levyisissä värähtelijöissä, mutta niiden on huomattu olevan merkittäviä jopa 2,3 μm paksuissa pii-nitridi resonaattoreissa²².

4.2 Ulkoisten tekijöiden vaikutus

4.2.1 Väliaineen vaimennus

Resonaattoria ympäröivä kaasun (ilma) aiheuttama vaimennus jaetaan tavallisesti kahteen painealueeseen:

1. Molekyylivaimennuksen alue
2. Viskoosin vaimennuksen alue

Näiden alapuolella kaasun aiheuttama vaimennus on pienempi kuin sisäisistä häviöistä sekä kiinnityksestä aiheutuva dissipaatio.

1. Molekyylivaimennuksen alue

Molekyylivaimennuksen alueella ilmamolekyyliä on niin harvassa, etteivät ne pääse vaikuttamaan keskenään. Tällöin vaimennus on verrannollinen ilmamolekyylien ja resonaattorin nopeuden eroon. Molekyylivaimennuksen alueella hyvyysluvulle voidaan käyttää kaavaa²⁸

$$Q = \left(\frac{\pi}{2}\right)^{3/2} \frac{\rho d f_r}{P} \sqrt{\left(\frac{R_0 T}{M_0}\right)} \approx 93 \left(\frac{w}{L}\right)^2 \frac{\sqrt{E \rho}}{P}, \quad (4.11)$$

jossa P on vallitseva paine, R_0 yleinen kaasuvakio ($=8317 \text{ J/}^\circ\text{K}$), M_0 väliaineen moolimassa ja $T = 300^\circ\text{K}$. Jälkimmäinen approksimaatio saadaan, kun sijoitetaan siltaresonaattorin taajuuden f_r lauseke (2.6) ensimmäiseen kaavaan.

2. Viskoosin vaimennuksen alue

Tällä painealueella kaasu on jo niin tiheää, että ilmamolekyylit pääsevät vaikuttamaan toisiinsa ja ilma käyttäytyy kuin viskoosi neste.

Viskoosilla painealueella ei hyvyysluvun pitäisi enää laskea paineen kasvaessa. Vaihtoehtoinen teoria ehdottaa kuitenkin, että hyvyysluku olisi riippuvainen paineen neliöjuuresta²¹.

Viskoosilla painealueella siltaresonaattorin hyvyyslukua voidaan arvioida kaavalla

$$Q = \frac{h\sqrt{E\rho}}{24\mu} \left(\frac{w}{L}\right)^2, \quad (4.12)$$

jossa μ on väliaineen viskositeetti. Ilmalle²⁹ $\mu = 16,7 \cdot 10^{-6} \text{ Ns/m}^2$.

Ilmassa molekylaarisen ja viskoosin alueen rajalle saadaan yhdistämällä kaavat (4.11) ja (4.12)

$$P = \frac{4 \cdot 10^{-2}}{h} [Pa], \quad (4.13)$$

kun h on resonaattorin paksuus.

Kun resonaattori on eristetty muista pinnoista, hyvyysluvun laskemiseen voidaan käyttää kaavaa (4.12). Jos resonaattori on kuitenkin lähellä toista kiinteää pintaa, viskoosin alueen vaimennus kasvaa. Tämä on otettava huomioon, jos elektrodin ja resonaattorin välistä rakoa halutaan pienentää. Lähellä kiinteää pintaa värähtelevän resonaattorin hyvyysluvun laskemiseen voidaan käyttää kaavaa

$$Q = \frac{h\sqrt{E\rho}}{\mu} \left(\frac{w}{L}\right)^2 \left(\frac{d_0}{h}\right)^3, \quad (4.14)$$

missä d_0 on etäisyys resonaattorin ja kiinteän pinnan välillä, joka on sama kuin resonaattorin gapin leveys d . Vertailtaessa kaavoja (4.12) ja (4.14) huomataan, että yhtälössä (4.14) esiintyy lisätekijä $24(d_0/h)^3$. Tämän perusteella kaavaa (4.12) voidaan käyttää, kun etäisyys resonaattorin ja kiinteän pinnan välillä on vähintään noin kolmannes resonaattorin korkeudesta. Tätä pienemmillä etäisyyksillä täytyy hyvyysluvun laskemiseksi käyttää kaavaa (4.14). Tämä vaimennusmekanismi on erittäin merkittävä kapasitiivisesti eksitoitaville ja luettaville resonaattoreille, sillä sähkömekaanisen kytkentäkertoimen maksimointi edellyttää pientä rakoa elektrodin ja resonaattorin välissä (kaavat 3.2 ja 3.4).

Väliaineen vaimennusta voidaan vähentää merkittävästi avaamalla puristuvalla väliaineelle uusia poistumisteitä esimerkiksi tekemällä reikiä resonaattoriin.

Väliaineella on myös vaikutusta resonaattorin taajuuteen. Jos resonaattori värähtelee vapaassa tilassa niin, että väliaine pääsee virtaamaan pois resonaattorin tieltä, laskee resonaattorin taajuus paineen kasvaessa³⁰. Tällainen tilanne esiintyy esimerkiksi kun resonaattori herätetään pietsosähköisesti.

4.2.2 Ilmajousivakio

Jos resonaattorin herättäminen ja lukeminen tehdään kapasitiivisesti, joutuu resonaattori värähtelemään lähellä kiinteää pintaa. Tällöin väliaineen vaikutus taajuuteen muuttuu täsmälleen päinvastaiseksi. Tämä johtuu siitä, että puristuksiin jäävä ohut ilmakerros toimii jousena, kasvattaen resonaattorin taajuutta paineen kasvaessa³¹. Arvioidaan aluksi ilmajousivakiota teoreettisesti. Blechin³¹ laskujen mukaan kahden oskilloivan levyn väliin puristuva kaasu aiheuttaa ilmajousivakion, jonka arvo voidaan laskea yhtälöstä

$$k_{ilma} = \frac{64\sigma^2 pLW}{\pi^8 d} \sum_{\text{parittomat}(m,n)} \frac{1}{(mn)^2 \left[(m^2 + n^2)^2 + \sigma^2 / \pi^4 \right]}. \quad (4.15)$$

Ilmakerros aiheuttaa myös dissipaatioita. Tämä dissipaatiotermi on 90° vaihesiirrossa jousivakio termiin k_a nähden

$$r_{ilma} = \frac{64\sigma pLW}{\pi^6 \omega d} \sum_{\text{parittomat}(m,n)} \frac{1}{(mn)^2 \left[(m^2 + n^2)^2 + \sigma^2 / \pi^4 \right]}. \quad (4.16)$$

Yhtälöissä (4.14) ja (4.15) esiintyvä σ on puristusluku (squeeze number), joka on määritelty

$$\sigma = \frac{12\mu_{eff} A_{eff}}{pd^2} \omega. \quad (4.17)$$

Matala puristusluku tarkoittaa tilannetta, jossa ympäröivä kaasu pääsee pakenemaan levyjen välistä eikä aiheuta jousivakion kasvua. Kaavan (4.17) μ_{eff} kuvaa efektiivistä viskositeettia, joka ottaa huomioon kaasun harvenemisesta johtuvan viskositeetin laskun. Efektiivistä viskositeettia voidaan approksimoida³², kun tunnetaan Knudsenin luku K_n sekä ympäröivän kaasun viskositeetti ilmanpaineessa

$$\mu_{eff} = \frac{\mu}{1 + 9,638 K_n^{1,159}}. \quad (4.18)$$

Kaavan (4.17) A_{eff} kuvaa efektiivistä pinta-alaa, joka on dimensionaalista pinta-alaa pienempi. Efektiivistä pinta-alaa käytetään dimensionaalisen pinta-alan sijaan siksi, että resonaattorin tapauksessa ei ole kyse kahdesta levystä, jotka oskilloivat toisiaan vasten, vaan resonaattorin taipuessa kaikki ilma ei jää resonaattorin ja elektrodin väliin vaan osa kaasusta pääsee karkaamaan eikä toimi jousena³³.

Mikäli mittauksissa resonaattori toimii alueella, jossa ilmajousi-ilmiö esiintyy, voidaan resonaattorin taajuus laskea kaavasta³⁴

$$f_r + \Delta f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k + k_{ilma}}{m}}, \quad (4.19)$$

missä k_{ilma} on ns. ilmajousi-ilmiön jousivakio. Ilmajousivakion arvoksi saadaan siis

$$k_{ilma} \approx 2k \frac{\Delta f_r}{f_r}, \quad (4.20)$$

missä k on resonaattorin normaali jousivakio ja Δf_r on taajuuden muutos tyhjiössä mitattuun resonanssitaajuuteen f_r .

5 Epälineaarisuudet

5.1 Mekaaninen epälineaarisuus

5.1.1 Mekaaninen epälineaarisuus molemmista päistä kiinnitetyllä palkilla

Molemmista päistään kiinnitetyllä kapasitiivisesti kytketyllä resonaattorilla esiintyy sekä mekaanista että sähköistä epälineaarisuutta. Mekaanisen epälineaarisuuden syynä on palkin venyminen pitkittäissuunnassa leveyssuuntaisen taipumisen aiheuttamana. Tämä venyminen aiheuttaa palkkiin jäykistävän voiman, joka kasvattaa palkin jousivakiota. Myös materiaali voi aiheuttaa mekaanista epälineaarisuutta, mutta piin taivutusmoodi-resonaattoreissa tämä ilmiö ei ole merkittävä. Pitkittäisen kiristymisen aiheuttama jousivoiman epälineaarisuus on kolmatta kertalukua

$$F = k_1 x + k_3 x^3. \quad (5.1)$$

Epälineaarisuuden vaikutus resonanssitaajuuteen voidaan laskea käyttämällä kaavaa³⁵:

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{3}{4} \frac{k_3}{k_1} x^2}, \quad (5.2)$$

missä x on resonaattorin poikkeama lepotilasta.

5.1.2 Vedonpoistorakenteiden vaikutus mekaaniseen epälineaarisuuteen

Sen lisäksi, että vedonpoistorakenteet poistavat resonaattoriin syntyneitä jännityksiä ja laskevat sen resonanssitaajuutta, on niillä vaikutusta myös resonaattorin epälineaarisuuteen. Kuten kappaleessa 5.1.1 todettiin, johtuu mekaaninen epälineaarisuus palkkiin syntyvästä jäykistävästä voimasta palkin venyessä. Vedonpoistorakenteessa poikittainen tukipalkki kuitenkin taipuu mikä vähentää varsinaisen värähtelevän palkin pituussuuntaista venymistä.

Atluri³⁶ ja C. Mei *et al*³⁷ ovat tutkineet epälineaarisuuksia tapauksessa, jossa toinen tai molemmat kiinnityspisteet ovat olleet täysin vapaita liikkumaan palkin pituussuunnassa. Heidän mukaansa mekaaninen epälineaarisuus voi olla joko jousivakiota kasvattavaa (ns. epälineaariset elastisuusvoimat) tai sitä pienentävää (epälineaariset hitausvoimat) tai nämä epälineaarisuudet voivat kumota toisensa, jolloin mekaanista epälineaarisuutta ei ole havaittavissa. Todellisille vedonpoistorakenteilla varustetuille resonaattoreille päiden kiinnitys on jotain täysin vapaan ja täysin jäykän väliltä, joten mekaanisen

epälineaarisuuden laatu on vuorovaikutusta epälineaaristen elastisuus- ja epälineaaristen hitausvoimien välillä. C. Mei *et al.*³⁷ huomasivat resonaattorin aspektisuhteen olevan merkittävä tekijä mekaanisen epälineaarisuuden laadulle. Aspektisuhteen $L/w = 100$ resonaattorilla he laskivat hitausvoimien kumoavan elastisuusvoimat, jolloin mekaanista epälineaarisuutta ei esiintynyt. Aspektisuhdetta edelleen pienennettäessä hitausvoimat alkoivat olla elastisuusvoimia suurempia, jolloin resonanssitaajuus laski värähtelyamplitudin kasvaessa.

5.2 Sähköinen epälineaarisuus

Sähköinen epälineaarisuus havaitaan otettaessa Taylorin-sarjan korkeamman asteen termejä mukaan yhtälöön (3.4), jolloin kapasitanssi ei ole enää vakio poikkeaman suhteen.

$$\frac{\partial C}{\partial x} = \frac{C_0}{d} \left(1 + 2 \cdot \frac{x}{d} + 3 \cdot \left(\frac{x}{d} \right)^2 + 4 \cdot \left(\frac{x}{d} \right)^3 + \dots \right) \quad (5.3)$$

Mikäli resonaattori kytketään symmetrisesti eli resonaattorin molemmilla puolilla olevat elektrodit ovat samanlaiset ja niihin kytketään sama bias-jännite, kumoutuu yhtälön (5.3) toisen asteen termi tämän symmetrian perusteella. Nyt voidaan tunnistaa sähköiset jousivakiot, jotka ovat vastakkaissuuntaisia mekaanisille jousivakioille

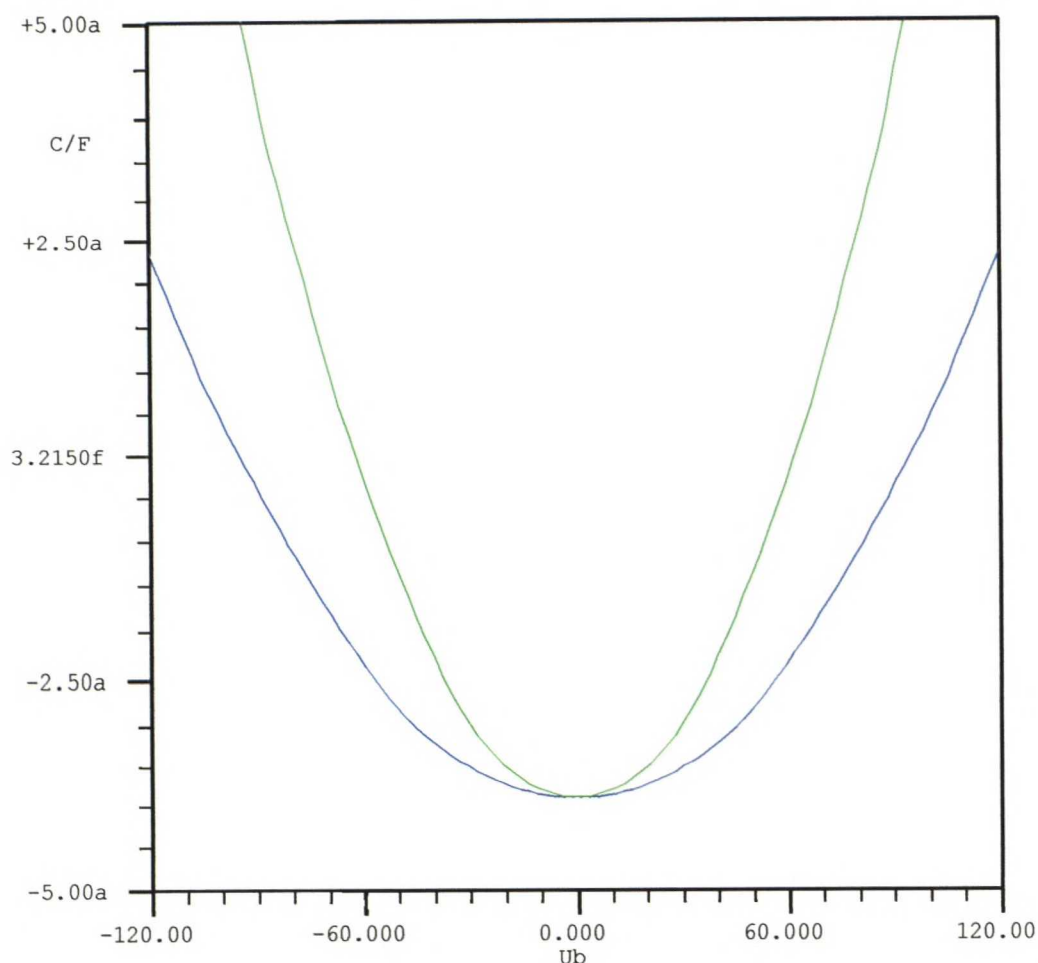
$$k_e = 2 \frac{C_0 U_{DC}^2}{d^2} \quad (5.4)$$

$$k_{e3} = 4 \frac{C_0 U_{DC}^2}{d^4}. \quad (5.5)$$

Jos resonaattorin poikkeama tasapainotilasta oletetaan pieneksi, voidaan yhtälön (5.3) kolmannen asteen termi jättää huomiotta ja sähköisen epälineaarisuuden vaikutus taajuuteen voidaan laskea kaavasta

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{k_e}{k_m}} = \sqrt{1 - \frac{C_0 U_{DC}^2}{k_m d^2}}. \quad (5.6)$$

Sähköistä epälineaarisuutta ei esiinny tai sen vaikutus on pieni, jos resonaattorin liike tapahtuu elektrodin suuntaisesti. Tällainen tilanne saadaan aikaan esimerkiksi käyttämällä kampa-rakenteita.



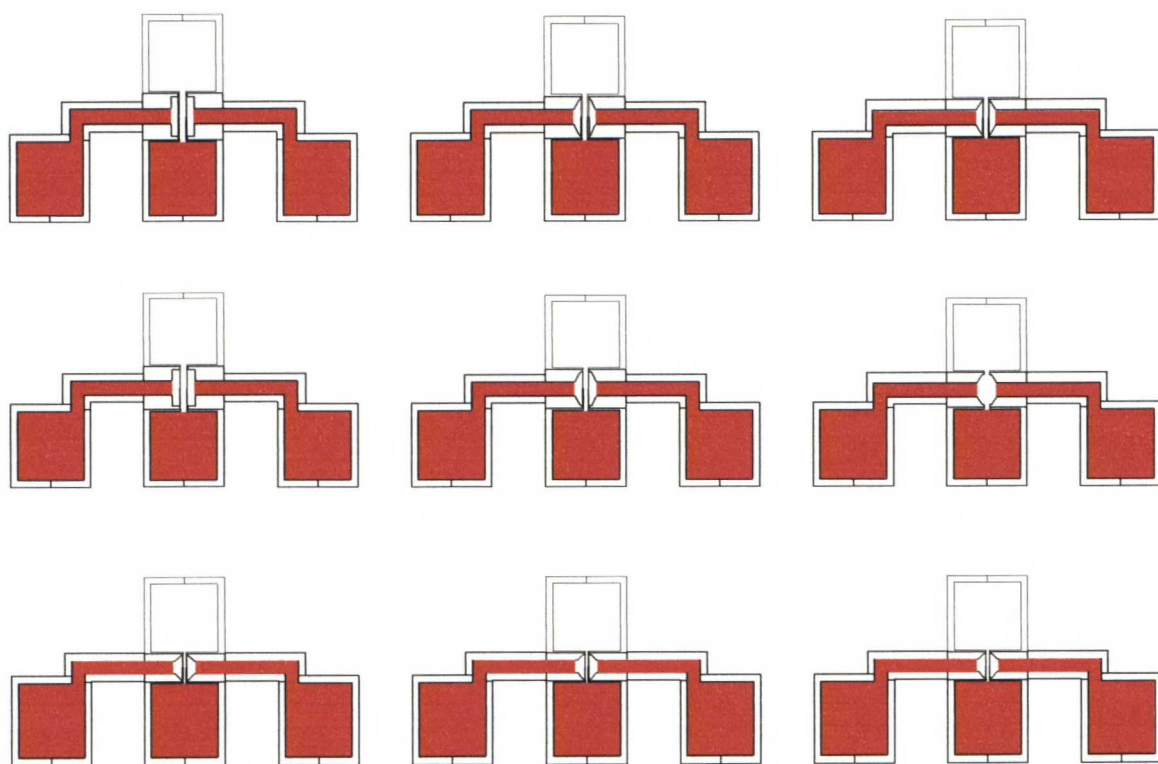
Kuva 5.1 Resonaattorin ja elektrodin välinen kapasitanssi jännitteen funktiona, kun käytössä levy-kapasitanssi -malli (vihreä) ja kun taipuminen otetaan huomioon käyttäen resonaattorin pituussuuntaista elementtimallia (sininen). Kuvaajat laskettu APLAC-piirisimulaattorilla käyttämällä MEMS-kirjastoa³⁸.

Kaavoja johdettaessa elektrodin ja resonaattorin on oletettu toimivan levykondensaattorina. Todellisuudessa resonaattori ei kuitenkaan säily tasaisena levynä vaan taipuu, mikä aiheuttaa eron kapasitanssiin (Kuva 5.1). Tästä johtuen sähköisestä epälineaarisuudesta johtuva resonanssitaajuuden pientyminen on hitaampaa kuin kaavasta (5.6) laskettu.

6 Resonaattoreiden valmistus ja mittaukset

6.1 Resonaattoreiden valmistus

Resonaattorit valmistettiin SOI-kiekoille VTT Elektronikan toimesta. Käytetyt SOI-kiekot olivat 100 mm halkaisijaltaan ja jokaiselle kiekolle tehtiin 56 kappaletta $4,5 \times 4,5 \text{ mm}^2$ sirua. SOI-kiekoilla pohjimmaisena on paksu kerros ($280 \mu\text{m}$) yksikiteistä piitä, tämän päällä ohut ($1\text{--}2 \mu\text{m}$) kerros piidioksidia välieristeenä ja päällimmäisenä rakennekerroksena $8\text{--}10 \mu\text{m}$ kerros yksikiteistä piitä. Piin suuri johtavuus sekä yksikiteisen piin suuri sisäinen hyvyysluku tekevät materiaalista erittäin sopivan juuri mikroelettromekaanisia resonaattoreita ajatellen.

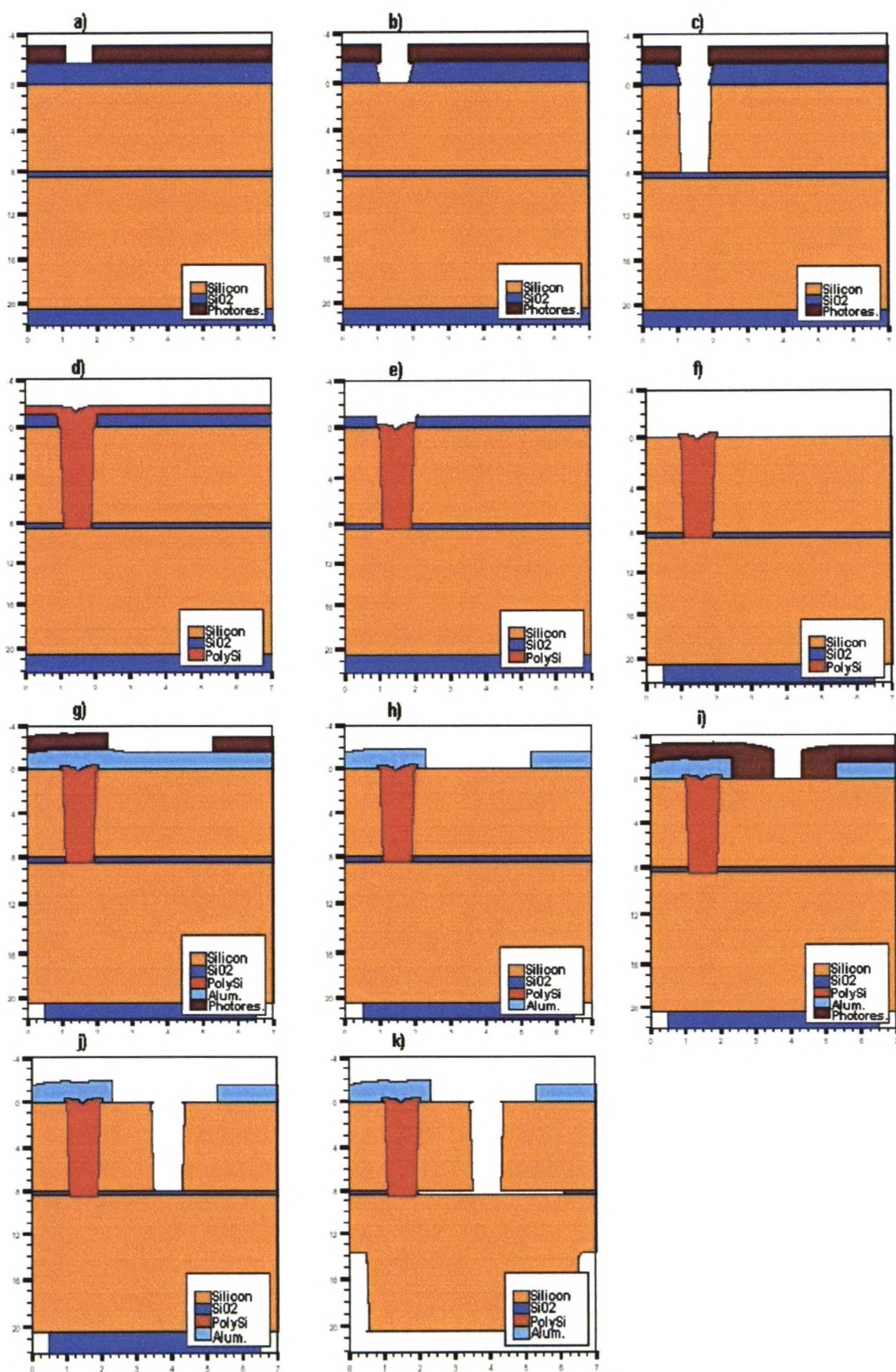


Kuva 6.1 Osa AutoCADilla piirretystä valmistusmaskista. Kuvassa punaisella värjätyt alueet kuvaavat metallointeja.

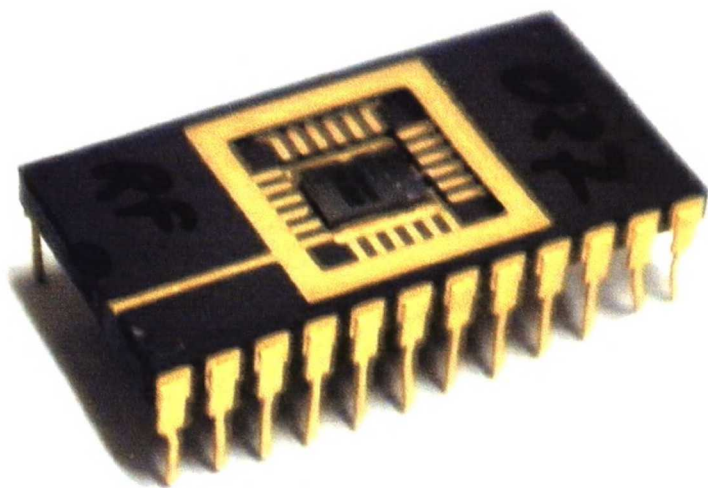
Resonaattoreiden valmistus aloitettiin piirtämällä valmistusmaskit käyttämällä AutoCAD piirto-ohjelmaa. Kuvassa 6.1 on esitetty esimerkkinä osa tyypillisestä maskista, jonka avulla resonaattorit valmistettiin.

Varsinainen valmistus (Kuva 6.2) aloitettiin tekemällä kontaktitapit rakennekerroksesta eristekerroksen alla olevaan substraattiin. Näitä tappeja käytettiin, jotta eristekerroksen alla olevasta substraatista saatiin kontakti kiekon pinnalle. Tätä kontaktia käyttäen voitiin suorittaa substraatin maadoitus, mikä oli olennaista mittauksien kannalta (läpikuulumisen estäminen sisäänmeno- ja ulostulokontaktien välillä substraatin kautta). Kontaktitapit valmistettiin levittämällä ja kuvioimalla kiekolle fotoresisti, jonka tehtävänä oli suojella muuta kiekkoa syövytyksen aikana (a). Resistin levittämisen jälkeen syövytettiin ensin kiekkoa peittänyt oksidikerros pois alueilta, joita resisti ei peittänyt (b). Seuraavaksi syövytettiin reikä reaktiivisella ionisyövytyksellä (DRIE) rakennekerrokseen (c) ja lopuksi fluorivety (HF) -hapolla välieristeseen. Tämän jälkeen resisti poistettiin ja kiekolle kasvatettiin 0,75 μm paksu polypiikerros LPCVD (Low Pressure Chemical Vapor Deposition) -menetelmällä, jolloin syövytetyt aukot saatiin täytettyä polypiillä (d). Lopuksi polypiin johtavuutta kasvatettiin boori-istutuksella sekä ylimääräinen polypii kiekon pinnalta poistettiin (e).

Tämän jälkeen kiekon pinnalta poistettiin loputkin oksidista (f) ja pinnalle sputteroititiin 1,5 μm alumiinikerros, jonka päälle 100 nm molybdeenikerros. Metallikerroksen päälle levitettiin resisti ja se kuvioitiin suojaamaan haluttuja metallointeja (g) ja loput metalloinnit märkäetsattiin pois (h). Tämän jälkeen kiekon pinnalle kuvioitiin halutut urat resistillä (i) ja ne syövytettiin reaktiivisella ionisyövytyksellä, jolla saatiin aikaan pystysuoria, kapeita uria (j). Lopuksi suoritettiin vapautusetsaus näiden rakojen kautta (k). Vapautusetsauksessa kiekkoja syövytettiin 50-% fluorivetyhapossa 3 min ajan, jolloin välieriste syöpyi noin 5 μm matkalta. Tämä vaihe asetti suurimmat rajoitukset resonaattoreiden suunniteluun ja piirtämiseen: rakenteet jotka haluttiin vapauttaa täytyi suunnitella riittävän pieniksi tai niihin oli tehtävä ylimääräisiä rei'ityksiä, jotta 5 μm vapautusmatka riittäisi. Vastaavasti rakenteet, joiden haluttiin ehdottomasti pysyvän kiinni substraatissa (esimerkiksi elektrodit), täytyi piirtää riittävän isoiksi. Fluorivetyhapon poistaminen tehtiin sublimoimalla, koska muuten kapillaarivoimat olisivat vetäneet vapautetut rakenteet kiinni pohjasubstraattiin. Lopuksi kiekot paloiteltiin ja liimattiin DIL-alustoille. Mittauksia varten halutut komponentit lankabondattiin kiinni DIL-alustan jalkoihin (Kuva 6.3).



Kuva 6.2 Resonaattoreiden valmistusprosessi SOI-kielelle³⁹

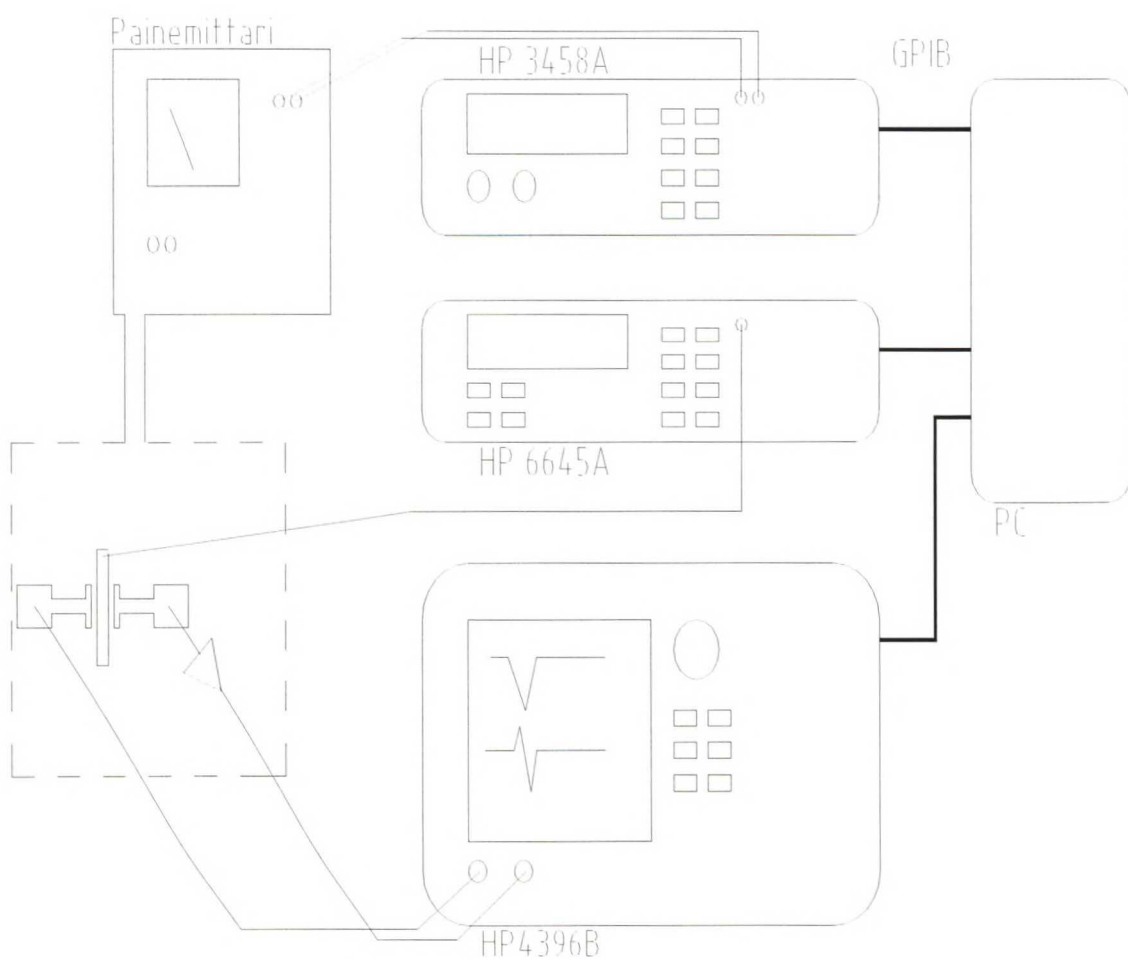


Kuva 6.3 *Valmis siru lankabondattuna DIL-alustalle.*

6.2 Mittausjärjestelyt

6.2.1 Mittauslaitteisto

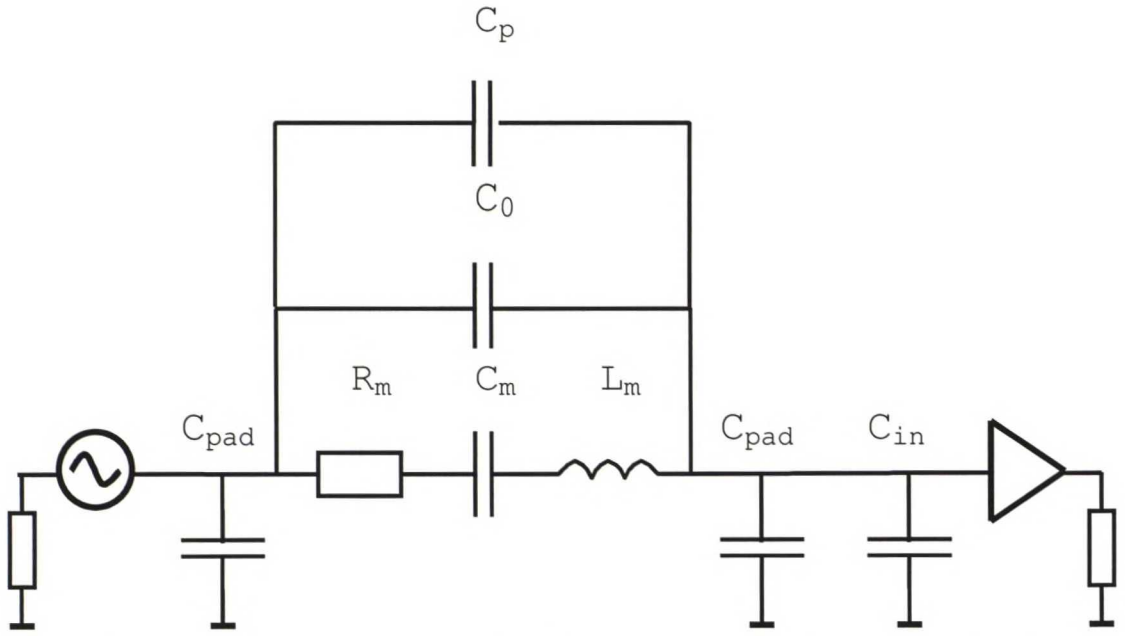
Mittaukset suoritettiin käyttämällä HP 4396B –piirianalysointia ja bias-jännitteet tuotettiin HP 6645A –jännitelähteellä. Tyypillisesti mittaukset olivat läpäisymittauksia, jolloin resonaattorin toisella puolella olevalle elektrodille syötettiin vaihtojännite, joka luettiin resonaattorin toisella puolella olevalta elektrodilta käyttäen esivahvistinta (Kuva 6.4). Läpäisymittauksissa bias-jännite kytkettiin suoraan resonaattoriin. Venymämoodi-resonaattoreita mitattaessa bias-jännitettä ei voitu kytkeä resonaattoriin, koska tällöin vaarana olisi ollut resonaattorin tarttuminen kiinni maadoitettuun substraattiin. Tästä syystä sekä ajojännite että bias-jännite kytkettiin molempiin elektrodeihin ja signaali luettiin itse resonaattorista. Tyhjiökammiossa oleva paine mitattiin käyttämällä SensaVac Series 953 -painemittaria, jonka lukemiseen käytettiin HP 3458A –yleismittaria. Mittauksien automatisointia sekä mittauksien tallennusta varten kaikki mittalaitteet oli kytketty GPIB-väylään, jonka välityksellä laitteistoa ohjattiin tietokoneella mittausohjelman avulla. Mittausta varten resonaattori suljettiin tyhjiökammioon ilman aiheuttamien häviöiden minimoimiseksi. Teräksinen tyhjiökammio toimi samalla myös häiriösuojana. Lämpötila oli likimain 20 °C huoneen ilmastoinnin säätämänä. Mittalaitteisto ja kytkennät on esitelty tarkemmin kuvassa 6.4.



Kuva 6.4 Käytetty mittauslaitteisto. Katkoviivoitettu alue kuvaa tyhjiökammiota.

6.2.2 Mallin sovitus mitattuun vasteeseen

Parasiittisten kapasitanssien ja muiden epäideaalisuuksien mallintamiseksi vastinpiiriin lisättiin komponentteja vastaamaan näitä epäideaalisuuksia. Käytetty vastinpiiri on esitetty kuvassa 6.5.



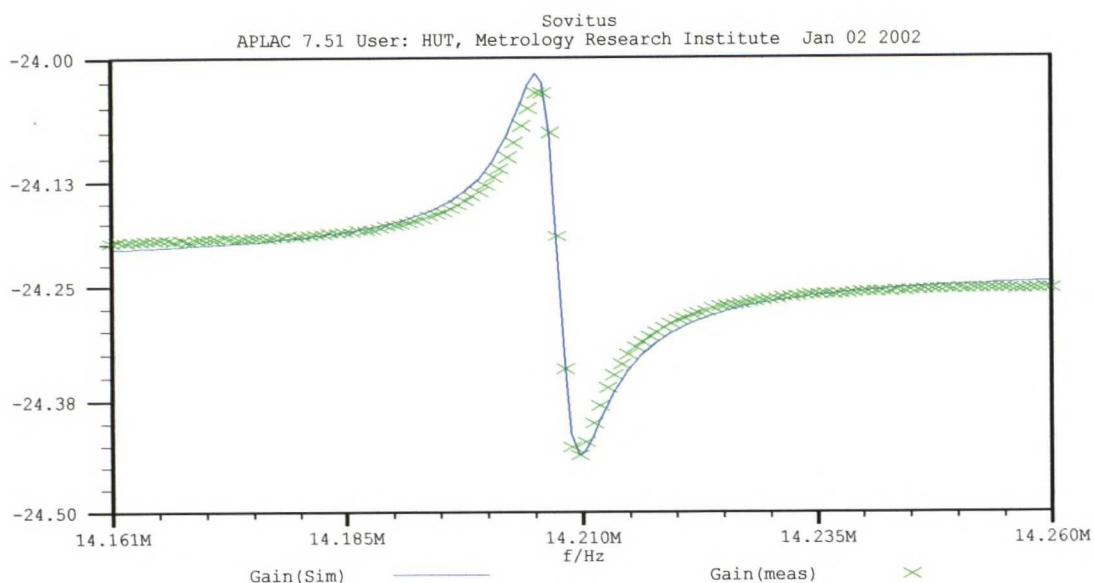
Kuva 6.5 Sovitukseen käytetty RLC-piiri sekä mittauskytkentä. R_m , L_m ja C_m ovat varsinaiset mekaaniset komponentit, C_0 on staattinen työkapasitanssi, C_p kuvaa elektrodien välistä parasiittista kapasitanssia, ja C_{pad} kuvaa kontaktipadin aiheuttamaa kapasitanssia. C_{in} on vahvistimen sisäänmenokapasitanssia.

RLC-piirin taajuusvaste sovitettiin mittaustuloksiin käyttämällä APLAC-piirisimulaatio-ohjelmaa. Tämä tehtiin muuttamalla RLC-piirin komponenttiarvoja kahdessa vaiheessa siten, että ensin asetettiin resonanssitaajuus kohdalleen ja sen jälkeen sovitettiin RLC-piirin hyvyysluku vastaamaan mitatun resonaattorin hyvyyslukua. Kuvassa 6.6 on esitetty sekä mitattu että sovitettu taajuusvaste. Sovituksen jälkeen hyvyysluku voidaan laskea sovitetun piirin mekaanisista komponenteista R_m , C_m ja L_m

$$Q = \frac{\sqrt{L_m / C_m}}{R_m}. \quad (6.1)$$

Tilanteissa, joissa mitattu taajuusvaste oli kohinainen tai sovittaminen oli mahdotonta kalibrointiongelmien takia, arvioitiin resonaattorin hyvyyslukua paikantamalla vaiheen minimin (Θ_{min}) sekä amplitudin minimin (A_{min}) ja maksimin (A_{max}) paikat taajuusakselilla sekä laskemalla hyvyysluku näistä kaavalla

$$Q = \frac{f(A_{min}) - f(A_{max})}{f(\Theta_{min})}. \quad (6.2)$$



Kuva 6.6 Mittaustuloksiin sovitettu vastinpiirin taajuusvaste. Kuvaan ei ole piirretty kaikkia mittauspisteitä selvyyden vuoksi. Kaikki mittaukset tehtiin kuitenkin mittaamalla 801 pistettä. Kuvassa vastinpiirin komponenttien arvot ovat $R_m = 473 \text{ k}\Omega$, $L_m = 17 \text{ H}$, $C_m = 7,4 \text{ aF}$ sekä hyvyysluku $Q = 3200$.

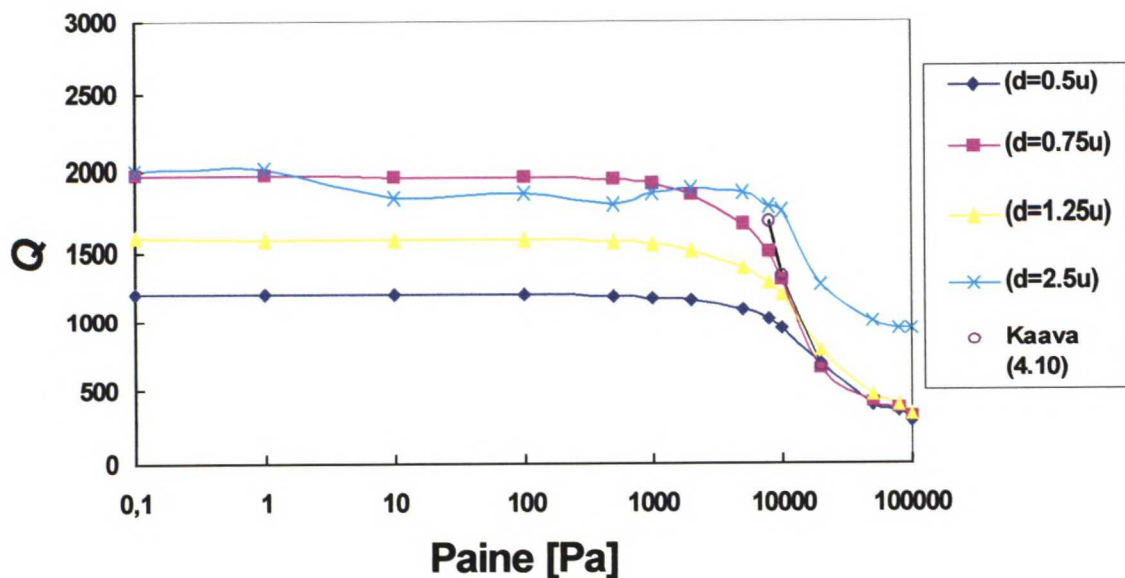
6.3 Siltaresonaattoreiden mittaustulokset

6.3.1 Hyvyysluvun paineriippuvuus

Taulukosta 6.1 käy ilmi mitattujen siltaresonaattoreiden tärkeimmät ominaisuudet sekä ajotehot ja -jännitteet. Resonaattoreiden mekaaniset värähtelyamplitudit tyhjiössä pidettiin vakiona muuttamalla tehoa, jolla resonaattoria ajettiin. Kaikkien resonaattoreiden dimensiot olivat $w = 4 \text{ }\mu\text{m}$, $L = 44 \text{ }\mu\text{m}$ ja $h = 8 \text{ }\mu\text{m}$. Bias-jännitteen arvo kaikissa mittauksissa oli $U_{DC} = 110 \text{ V}$.

Resonaattori	d [μm]	Ajoteho [dBm]	Ajojännite [V]
C3	1.25	-0.8	0.58
C4	0.75	-9.7	0.21
C5	0.5	-16.8	0.09
C6	2.5	11.2	2.30

Taulukko 6.1 Mittauksissa käytettyjen resonaattoreiden kytkentäraon leveys ja käytetty ajoteho sekä -jännite.



Kuva 6.7 Neljän siltaresonaattorin (Taulukko 6.1) hyvyysluvun riippuvuus resonaattoria ympäröivästä ilmanpaineesta.

Mittauksessa lähdettiin liikkeelle 0,1 Pa:n paineesta. Tämän jälkeen painetta nostettiin neulaventtiiliä avaamalla ja amplitudi- ja vaihevasteet mitattiin kullakin painearvolla. APLAC-piirisimulaattorilla vastinpiirin amplitudivaste sovitettiin mitattuun vasteeseen ja hyvyysluku laskettiin vastinpiirin komponenttien avulla. Näiden arvojen perusteella piirrettiin kuva 6.7.

1. Sisäisten häviöiden alue

Kuvasta 6.7 on helppo nähdä, että alle 5000 Pa:n paineessa hyvyysluku pysyy vakiona kaikilla resonaattoreilla eli toimitaan sisäisten vaimennusten alueella. Ainoastaan suurimman kytkentäraon resonaattorilla (C6, $d = 2,5 \mu\text{m}$) hyvyysluvussa näkyy pieniä muutoksia. Tämä selittyy tästä resonaattorista saatavalla muita huomattavasti heikommalla signaalilla, joka tekee sovituksesta epätarkemman. Hyvyyslukujen eroon tyhjiössä ei tarkkaa syytä ole tiedossa. Yhtenä syynä voidaan ajatella olevan sen seikan, että vaikka kaikki resonaattorit suunniteltiin samankokoisiksi, voi niistä todellisuudessa prosessin aikana tulla hieman erikokoisia, mikä aiheuttaa eroja resonaattoreiden sisäisissä vaimennuksissa, jotka ovat verrannollisia resonaattorin tilavuuteen tai pinta-alaan. Tärkeää on kuitenkin havaita, että korkeinkin saavutettu hyvyysluku on noin luokkaa 2000, jonka teoriaosassa laskettiin olevan termoelastisten häviöiden perusteella suurin saavutettavissa oleva hyvyysluku resonaattorille, jonka $L = 44 \mu\text{m}$ ja $w = 4 \mu\text{m}$.

2. Molekyylivaimennuksen alue

Kun ylitetään 5000 Pa:n raja, siirrytään molekyylivaimennuksen alueelle, jolla hyvyysluku alkaa selvästi laskea paineen kohotessa. Kun kaavasta (4.11) lasketaan hyvyysluku esimerkiksi 20 kPa paineessa, saadaan tulokseksi noin 670, mikä sopii erittäin hyvin mitattuihin arvoihin. Kaikki molekyylivaimennuksen alueella lasketut pisteet on merkitty kuvaan 6.7 °-merkillä ja mustalla viivalla, ja ne sopivat mitattuihin arvoihin hyvin. Riippumatta resonaattorin ja elektrodin välisestä raosta, alkaa molekyylivaimennus näkyä lähes samassa paineessa, poikkeuksena kuitenkin C6-resonaattori, jolla hyvyysluvun lasku alkaa muita myöhemmin.

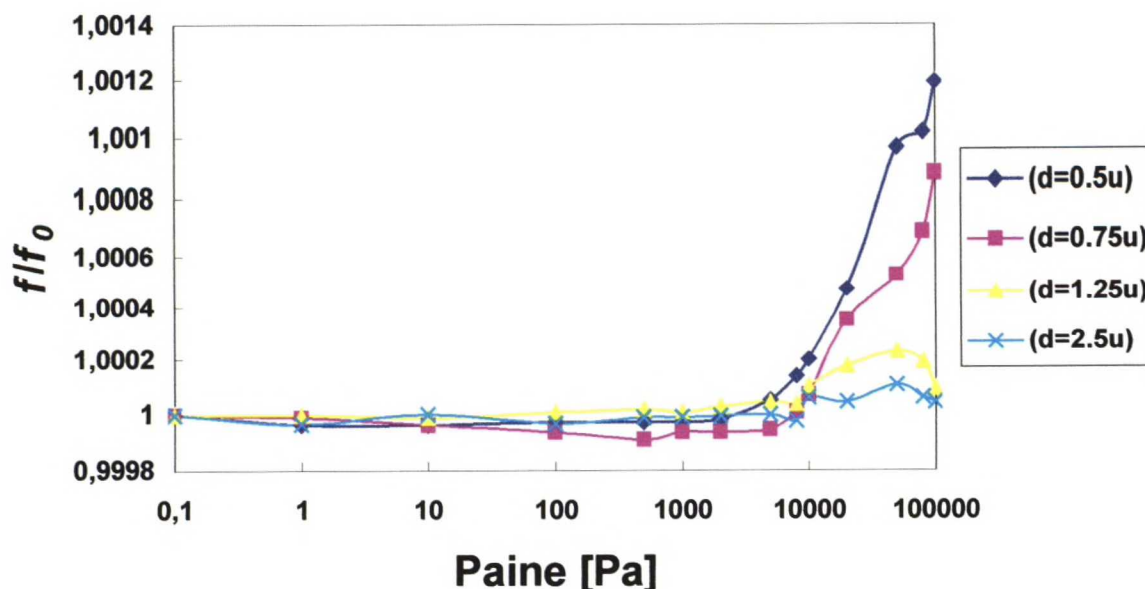
3. Viskoosi painealue

Jyrkän hyvyysluvun arvon pienenemisen jälkeen nähdään, että muutos paineen kasvaessa kuitenkin hidastuu huomattavasti. Viskoosin painealueen raja on välillä 20-50 kPa. Kaavasta (4.13) saadaan rajapaineeksi molekylaariselle- ja viskoosialueelle 50 kPa, mikä on lähellä mittauksista saatua arvoa.

Viskoosilla painealueella hyvyysluku noudattaa hyvin teoriaa, jonka mukaan hyvyysluku riippuu paineen neliöjuuresta. Kun verrataan laskelmista arvioitua hyvyyslukua mitattuihin arvoihin, huomataan, että arvot poikkeavat toisistaan keskimäärin alle 3%. Tämäkin poikkeama on osaltaan selitettävissä sillä, että hyvyysluvun tarkka laskeminen sovitamalla tulee näin korkeissa paineissa epätarkaksi pienentyneen signaali-kohina –suhteen johdosta. Resonaattorin C6 hyvyysluku ei näytä enää laskevan, kun siirrytään viskoosille alueelle. Tässä tilanteessa voidaankin soveltaa teoriaa, jonka mukaan hyvyysluku on viskoosilla alueella riippumaton ilmanpaineesta, kun resonaattorin ja elektrodin väli lähestyy resonaattorin leveyden luokkaa.

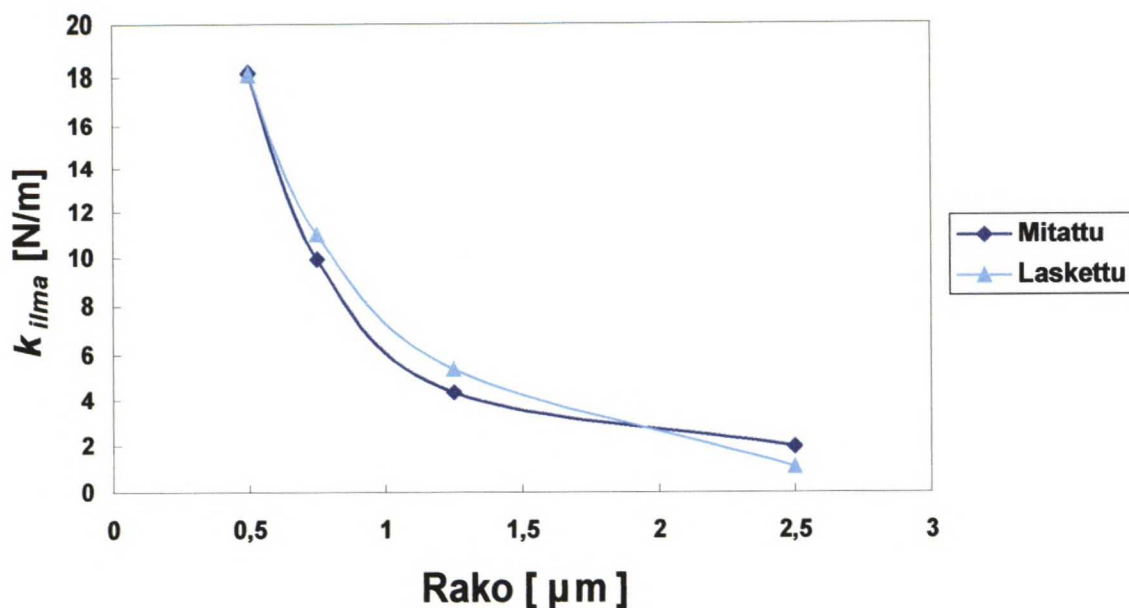
Mielenkiintoista on havaita resonaattorin C6 muita selkeästi korkeampi hyvyysluku viskoosilla alueella. Selitys tähän löytyy resonaattorin kytkentäraon leveydestä. Resonaattorissa C6 ei siis esiinny merkittävää vaimennusta ilman värähtelyn johdosta resonaattorin ja elektrodien välissä, mutta pienemmän raon resonaattoreiden hyvyysluku heikkenee tästä syystä, kuten kaava (4.14) ennustikin.

6.3.2 Resonanssitaajuuden paineriippuvuus



Kuva 6.8 Neljän siltaresonaattorin (Taulukko 6.1) resonanssitaajuuden riippuvuus ympäröivästä ilmanpaineesta. Suluissa oleva numero on elektrodin ja resonaattorin välisen ilmaraon leveys.

Kuvasta 6.8 huomataan selvästi, että resonanssitaajuus pysyy vakiona paineen kasvaessa kunnes ylitetään 5000 Pa:n raja (molekyylivaimennuksen alue alkaa). Esimerkiksi resonaattorilla C5 taajuuden nousu siirryttäessä tyhjiöstä normaaliin ilmanpaineeseen oli noin 17 kHz eli noin 1200 ppm. Taajuuden nousu voidaan selittää ilmajousi-teorialla: kaavasta (4.20) lasketut eri resonaattoreiden ilmajousivakion k_{ilma} arvot 50 kPa paineessa on esitelty kuvassa 6.9.



Kuva 6.9 Neljän siltaresonaattorin (Taulukko 6.1) ilmajousivakion arvot $P = 50 \text{ kPa}$ paineessa.

Kuvaan 6.9 on myös laskettu teoreettiset ilmajousivakion arvot kaavasta (4.15). Laskuissa on resonaattorin ja elektrodin yhteiseksi teholliseksi pinta-alaksi oletettu 0,86A, kun A on resonaattorin ja elektrodin dimensionaalinen pinta-ala. Kuvasta 6.9 nähdään, että kun rako on riittävän suuri ilma pääsee karkuun puristumatta.

6.3.3 Resonaattorin mittojen vaikutus hyvyyslukuun

Resonaattorin energian siirtymistä tukirakenteisiin tutkittiin mittaamalla resonaattoreita, joiden pituuden ja leveyden suhde muuttui alla olevan taulukon 6.2 mukaisesti.

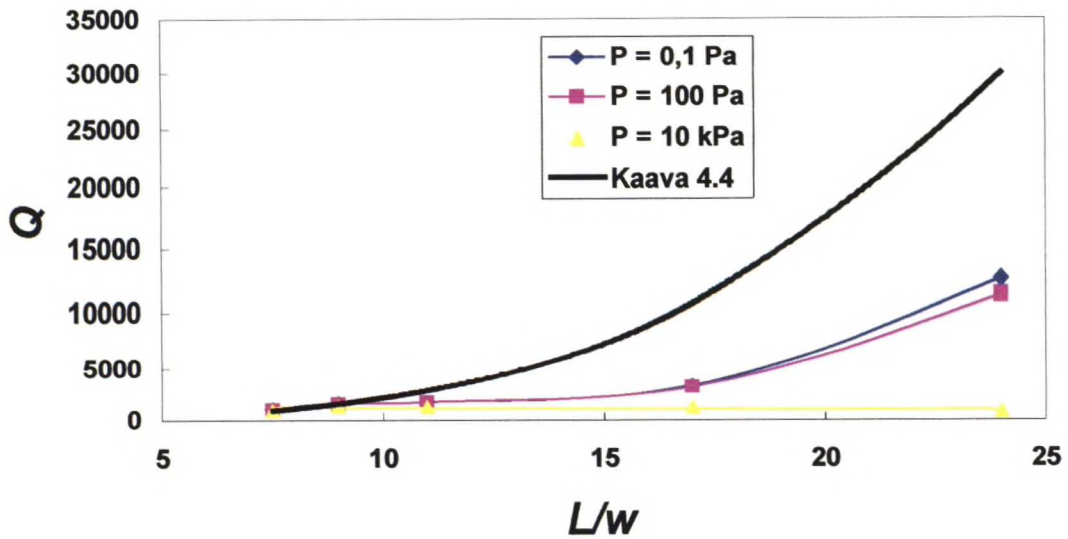
Resonaattoreiden ominaistajuus pyrittiin kuitenkin pitämään vakiona säilyttämällä suhde w/L^2 .

Resonaattori	w (μm)	L (μm)	L/w	A/V	f (MHz)
B2	8	60	7,5	0,5	13,99
B3	6	54	9	0,6	13,49
B4	4	44	11	0,8	13,99
B5	2	32	16	1,3	14,11
B6	1	24	24	2,3	12,32

Taulukko 6.2 Mittauksissa käytettyjen resonaattoreiden leveydet (w) ja pituudet (L) sekä näiden suhde ja mitattu resonanssitaajuus. Toiseksi viimeiseen sarakkeeseen on laskettu pinta-alan ja tilavuuden suhde, jota voidaan käyttää myös verrattaessa resonaattorien pinta-alan ja massan suhdetta.

Kaikilla resonaattoreilla elektrodin ja resonaattorin välinen kytkentärako oli yhtä suuri ($d = 1\text{ }\mu\text{m}$) ja resonaattoreita ajettiin samalla teholla, joka oli -5 dBm (vastaa $0,356\text{ V}$ jännitettä). Poikkeuksena kuitenkin resonaattori B6, jonka epälineaarisuus tuli suuren aspektisuhteen takia esille pienillä ajotehoilla, mistä syystä resonaattorin ajamiseen käytettiin tehoa -25 dBm ($0,0356\text{ V}$). Biasointiin käytetty jännite, $U_{bias} = 110\text{ V}$, oli sama kaikille resonaattoreille.

Resonaattoreiden taajuusvaste mitattiin kolmessa eri paineessa: tyhjiössä ($P = 0,1\text{ Pa}$), 100 Pa paineessa sekä 10 kPa paineessa. Näistä kaksi ensimmäistä ovat selkeästi sisäisen vaimennuksen alueella ja kolmas piste molekyylivaimennuksen alueella. Näin saatiin mittauksissa tutkittua myös väliaineen vaimennuksen ja kytkeytymisvaimennuksen suhdetta toisiinsa. Taajuusvaste sovitettiin APLAC-piirisimulaattorilla kuten edellisissäkin mittauksissa. Parametreistä lasketut hyvyysluvut on esitetty kuvassa 6.10.



Kuva 6.10 Viiden siltaresonaattorin (Taulukko 6.2) hyvyysluvun ja L/w -suhteen välinen yhteys ilmanpaineen ollessa 0,1 Pa, 100 Pa ja 10 kPa. Teoreettisen kaavan 4.4 ennustama riippuvuus on esitetty mustalla kuvaajalla.

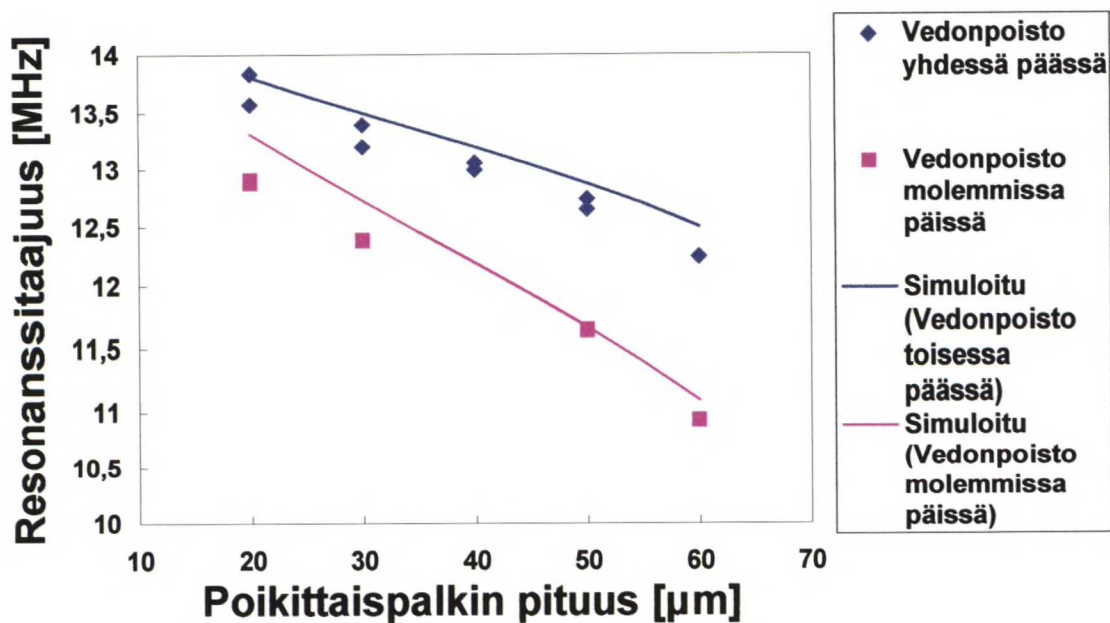
Kuvasta 6.10 nähdään selvästi, että kun resonaattori toimii molekyylivaimennusalueen alapuolella ($P < 5$ kPa), resonaattorin pituus-leveys -suhteen (L/w -suhteen) kasvaessa kasvaa myös resonaattorin hyvyysluku. Kaava (4.4) ennustaa $(L/w)^3$ -riippuvuuden aspektisuhteen ja hyvyysluvun välille, mutta aivan näin voimakasta yhteyttä ei havaittu (Kuva 6.10). Korkean aspektisuhteen resonaattoreiden oletettua pienempi hyvyysluku voitaneen selittää sillä, että kytkeytymishäviöiden pienentyessä ne eivät olekaan enää määräävä häviömekanismi, vaan muut mekanismit rajoittavat hyvyyslukua. Yhtenä näistä syistä voi olla pintavaikutuksien lisääntyminen, sillä aspektisuhteen kasvaessa resonaattorin pinta-alan suhde massaansa kasvaa voimakkaasti, mikä näkyy taulukon 6.2 toiseksi viimeisestä sarakkeesta, koska tiheys oli kaikilla resonaattoreilla sama. Toinen mahdollinen häviömekanismi on termoelastinen kitka. Kuitenkin kaavasta (4.7) laskettuna termoelastisen kitkan aiheuttama suurin mahdollinen hyvyysluku resonaattorille, jonka $L = 24 \mu\text{m}$ ja $w = 1 \mu\text{m}$ on noin 33000, joten kuten teoria ennustikin, ei termoelastinen kitka ole merkittävä häviöiden lähde mikrometrin levyisissä värähtelijöissä, eikä siis rajoita todennäköisesti hyvyyslukua tässä tapauksessa.

Toimittaessa alueella, jossa väliaineen vaimennus aiheuttaa häviöitä, ei aspekti-suhteella ole enää korrelaatiota häviöiden kanssa vaan sisäisten häviöiden vaikutus peittyy väliaineen vaimennuksen alle. Tämä havaitaan kuvasta 6.10 selvästi 10 kPa paineessa mitatuista hyvyyslukuista.

Vaikka resonaattoreiden hyvyysluku kasvaakin voimakkaasti aspektisuhteen kasvaessa, voi suurien aspektisuhteiden omaavien resonaattoreiden käyttökelpoisuutta rajoittaa niiden suuri mekaaninen epälineaarisuus pienilläkin ajoamplitudeilla.

6.3.4 Vedonpoistorakenteet

Kohdassa 2.5 käsiteltyä mahdollisuutta vähentää resonaattoreiden jännitystä ja mekaanista epälineaarisuutta tutkittiin lisäämällä eri mittaisia vedonpoistajia värähtelijän päihin. Kaikkien mittauksissa käytettyjen resonaattoreiden pituus L oli $44\text{ }\mu\text{m}$, leveys w oli $4\text{ }\mu\text{m}$, korkeus h oli $8\text{ }\mu\text{m}$ ja elektrodin ja resonaattorin välinen rako d oli $2\text{ }\mu\text{m}$. Vedonpoistopalkin leveys oli vakio, $4\text{ }\mu\text{m}$, mutta sen pituutta varioitiin ($L_{\perp} = 20\text{ }\mu\text{m}$, $30\text{ }\mu\text{m}$, $40\text{ }\mu\text{m}$, $50\text{ }\mu\text{m}$ ja $60\text{ }\mu\text{m}$). Resonaattorin pituuden ja leveyden perusteella laskettu resonanssitaajuus oli $13,4\text{ MHz}$, mutta vedonpoistajien aiheuttaman resonaattorin löystymisen takia taajuudet olivat alhaisempia kuten kuva 6.11 osoittaa. Toinen resonanssitaajuutta laskeva seikka saattaa olla resonaattorin tehollisen massan kasvu vedonpoistorakenteiden osallistuessa värähtelyyn. Resonaattoreiden muut ominaisuudet käyvät ilmi taulukoista 6.3 ja 6.4.



Kuva 6.11 Resonanssitaajuuden riippuvuus vedonpoistajien pituudesta ja lukumäärästä.

Resonaattori	f [MHz]	L_{\perp} [μm]	k [N/m]
106_D1	12,91	20	8554
107_D1	12,88	20	8514
106_D2	12,39	30	7879
107_D2	12,38	30	7866
109_D4	11,64	50	6954
110_D5	10,93	60	6131

Taulukko 6.3 Mittauksissa käytettyjen resonaattoreiden ominaisuuksia. Vedonpoisto värähtelevän palkin molemmissa päissä.

Resonaattori	f [MHz]	L _⊥ [μm]	k [N/m]
110_E1	13,58	20	9465
111_E1	13,84	20	9830
112_E2	13,4	30	9215
113_E2	13,2	30	8942
113_E3	13,06	40	8754
113_E3	13	40	8673
114_E4	12,75	50	8343
115_E4	12,66	50	8226
115_E5	12,25	60	7701

Taulukko 6.4 Mittauksissa käytettyjen resonaattoreiden ominaisuuksia. Vedonpoisto vain toisessa päässä värähtelevää palkkia.

Vedonpoistorakenteiden vaikutusta resonaattorin mekaanisen epälineaarisuuden vähentämiseksi tutkittiin mittaamalla vibraatioamplitudin kasvun aiheuttama muutos resonanssitaajuuteen. Resonanssitaajuus määritettiin vaiheen minimikohdasta, mutta elektrodin ja resonaattorin välisen suuren raon ($d = 2 \mu\text{m}$) johdosta vaihesignaali oli hyvin kohinainen, joten resonanssitaajuus jouduttiin määrittämään manuaalisesti, mikä aiheutti epätarkkuutta taajuuden määrittämiseen. Jokaiselle resonaattorille määrättiin myös hyvyysluku. Kaikissa mittauksissa käytettiin bias-jännitettä, $U_{bias} = 120 \text{ V}$.

Kun yhtälöön (5.1) sijoitetaan x :n paikalle suurimman poikkeaman lauseke

$$x_{\text{max}} = \frac{QC_0 U_{bias} u_{ac}}{kd}, \tag{6.3}$$

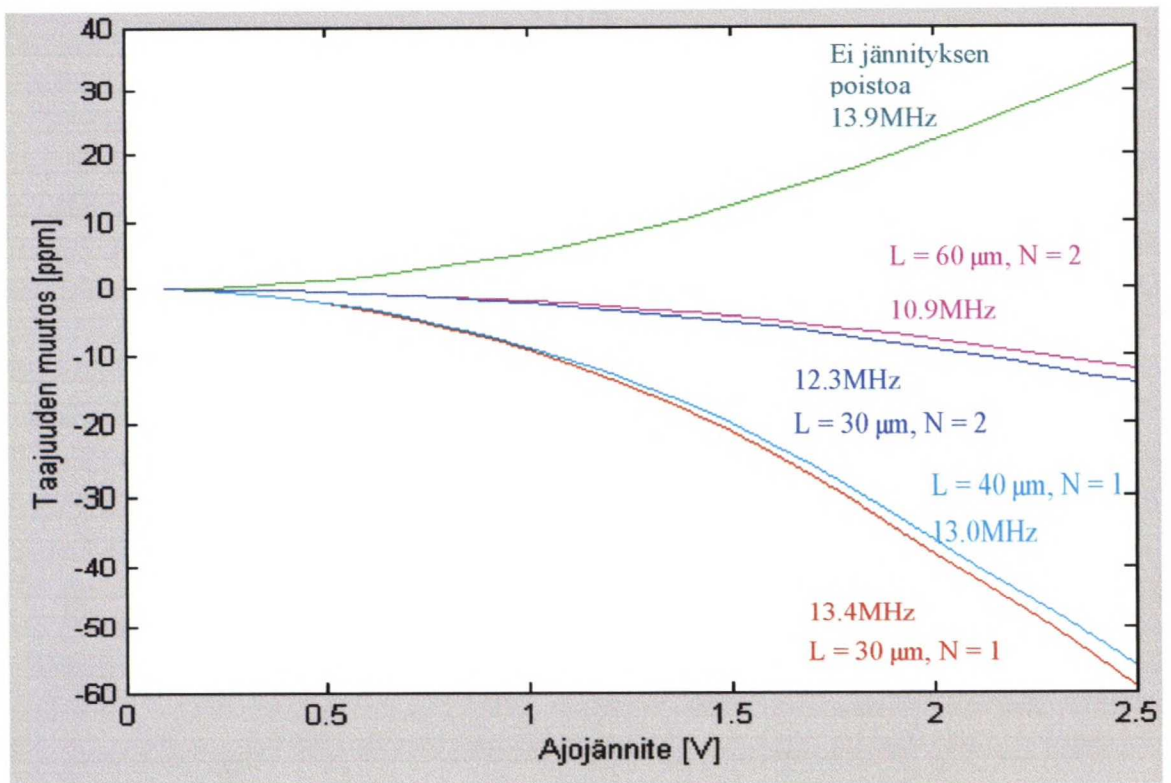
saadaan mekaaniselle epälineaarisuudelle

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{k_3}{k_1^3} Q^2 \frac{C_0^2 U_{DC}^2 u_{ac}^2}{d^2}}. \tag{6.4}$$

Kuvassa 6.12 on esitetty resonaattoreiden taajuuden muutokset ajotehon funktiona. Perustaajuudeksi on otettu taajuus joka saatiin ajamalla resonaattoria $u_{ac} = 356 \text{ mV}$ vaihtojännitteellä.

Koska kaikki resonaattorit oli varustettu vedonpoistorakenteilla, eli värähtelevän palkin kiinnityspisteet olivat liikkuvia pitkittäissuunnassa ja koska kaikkien resonaattoreiden aspektisuhde oli pieni ($L/w = 11$), resonaattoreissa esiintyvä jousivakiota kasvattava mekaaninen epälineaaraisuus peittyi jousivakiota pienentävien ilmiöiden alle teorian ennustamalla tavalla (kappale 5.1.2). Tämä näkyy kuvasta 6.12 resonanssitaajuuden laskemisena ajojännitteen kasvaessa.

Mielenkiintoinen ilmiö kuvassa 6.12 on se, että mitä lyhyempi resonaattorin vedonpoisto L_{\perp} on, sitä negatiivisempi on epälineaarinen jousivakio. Yhtenä syynä tähän voisi olla elektrodin ja resonaattorin välisen kapasitanssin kasvaminen etäisyyden pienentyessä. Tämä kapasitanssi näkyy toisessa potenssissa mekaanisen epälinearisuuden kaavassa (6.4), mutta ensimmäisessä potenssissa sähköisen epälinearisuuden kaavassa (5.6) aiheuttaen näin suuremman taajuutta kasvattavan voiman. Tämä johtuu siitä syystä, että mekaanisen epälinearisuuden vaikutusta ei tässä mittauksessa suljettu pois pitämällä bias-jännitteen ja ajojännitteen tuloa vakiona.



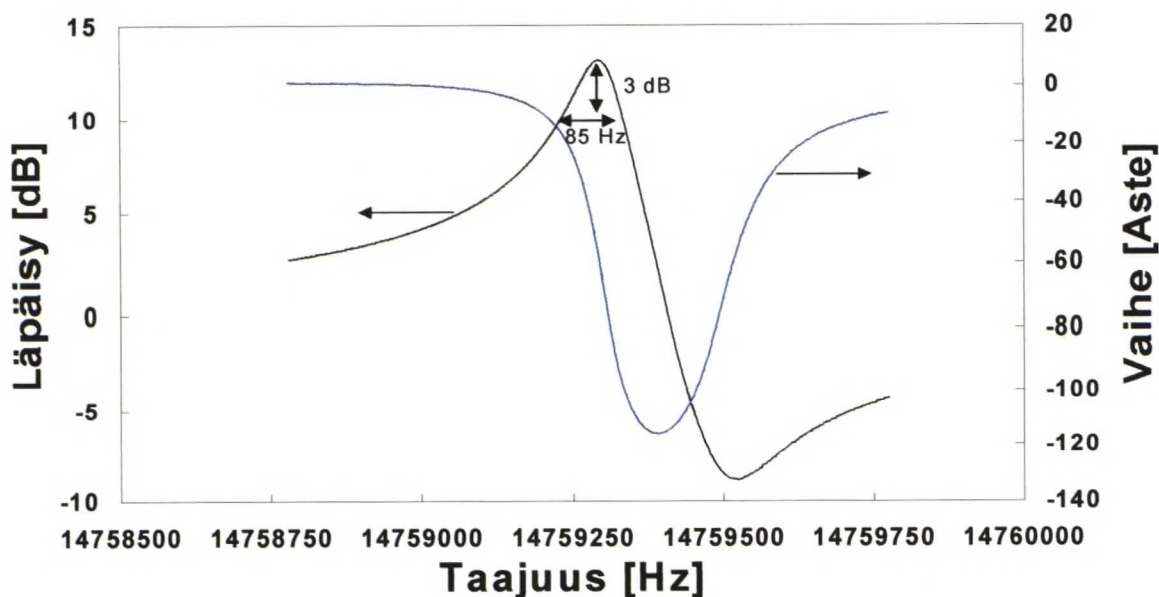
Kuva 6.12 Resonaattoreiden käyttäytyminen ajojännitteen u_{ac} muuttuessa. L on vedonpoisto palkin pituus ja N niiden lukumäärä.

6.4 Venymäresonaattoreiden mittaustulokset

Venymäresonaattoreissa varioitiin rinnakkaisten palkkien välissä etäisyyttä (Kuva 6.16) sekä palkkien lukumäärää (Kuva 6.17). Näiden mittausten tuloksia verrattiin yksipalkkiseen venymäresonaattoriin.

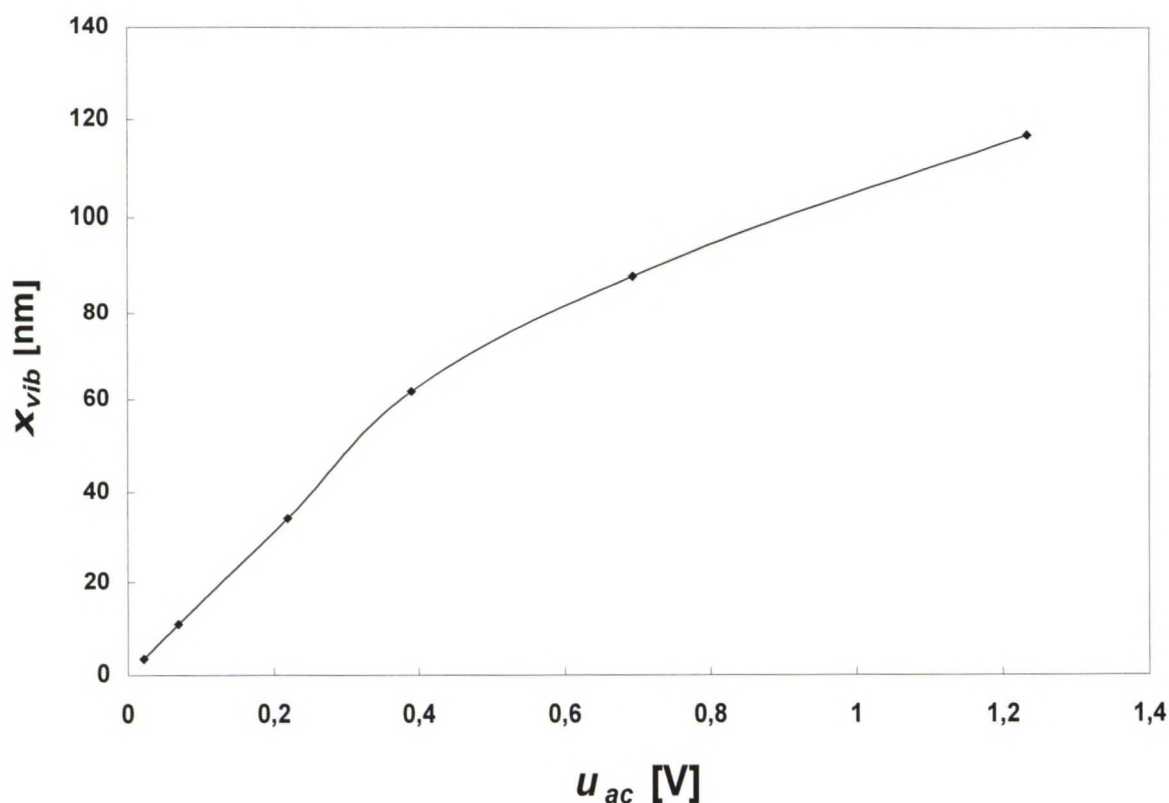
6.4.1 Symmetrisoitu yksivartinen resonaattori

Kuvassa 6.13 on esitetty symmetrisoidun yksipalkkisen venymäresonaattorin läpäisymittauksen tulos lineaarisella toiminta-alueella. Kuvasta voidaan selvästi havaita hyvin kapea (alle 100 Hz) mekaanisen resonanssin puoliarvoveveys, joka vastaa erittäin korkeaa resonanssin hyvyyslukua $Q \sim 170\,000$. Myös suuri vaiheen muutos resonanssissa (lähes 120°) näkyy kuvasta.



Kuva 6.13 Venymäresonaattorin läpäisymittaus. Hyvyysluku on $Q \sim 170\,000$. Resonanssissa mekaaninen värähtelyamplitudi on $x \sim 11\text{ nm}$.

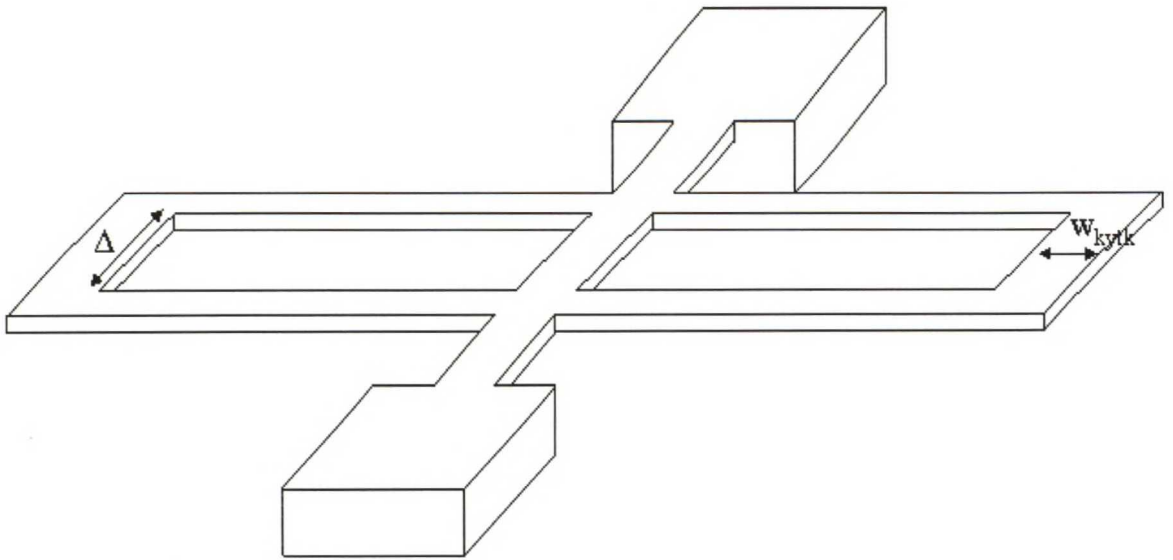
Kun ajotehoa kasvatettiin, kasvoi värähtelyamplitudi ensin suoraan ajotehoon verrannollisena, mutta alkoi satureitua kun resonaattori siirtyi epälineaariseen toimintalueelle noin $x = 60\text{ nm}$ värähtelyamplitudin kohdalla (Kuva 6.14). Tämä värähtelyamplitudi vastaa noin 7% elektrodin ja resonaattorin välisestä raosta ($d = 1\text{ }\mu\text{m}$). Tarkempi analyysi resonaattorin epälineaarisen käytöksen mekanismista on esitetty viitteessä [4].



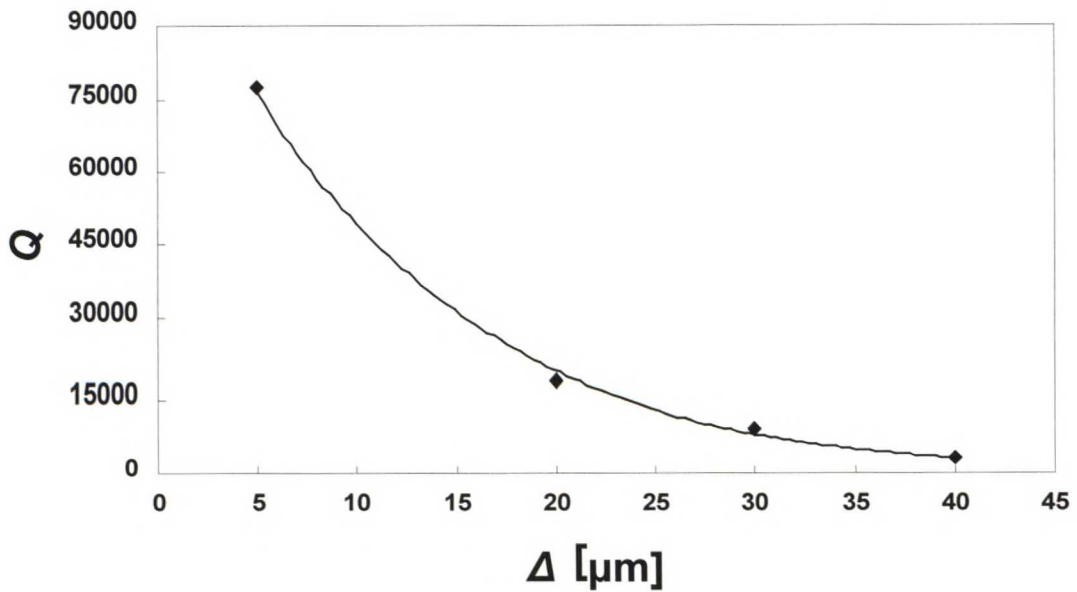
Kuva 6.14 Yksivartisen venymäresonaattorin värähtelyamplitudi ajojännitteen funktiona. Aluksi värähtelyamplitudi kasvaa suoraan ajotehoon verrattuna, mutta alkaa saturoitua resonaattorin siirtyessä epälineaariseen alueelle.

6.4.2 Resonaattorin rinnakkaistaminen

Mitatut komponentit olivat symmetrisiä resonaattoreita, joissa kummallakin puolella oli kaksi rinnakkaista palkkia ja niiden välissä olevan raon leveyttä varioitiin välillä $\Delta = 5 \mu\text{m} - 40 \mu\text{m}$ (Kuva 6.15). Mittaukset tehtiin alle 100 Pa paineessa, joka on selvästi sisäisten vaimennusten alueella. Palkkien päissä olevan kytkentäpalkin leveys oli $w_{kytk} = 2 \mu\text{m}$.



Kuva 6.15 Mitattujen venymäresonaattorien parametreja. Kuvan resonaattorissa on kaksi palkkia rinnastettu eli $N = 2$. Kuvassa palkkien päässä olevan kytkentäpalkin leveyttä w_{kytk} on liioiteltu.



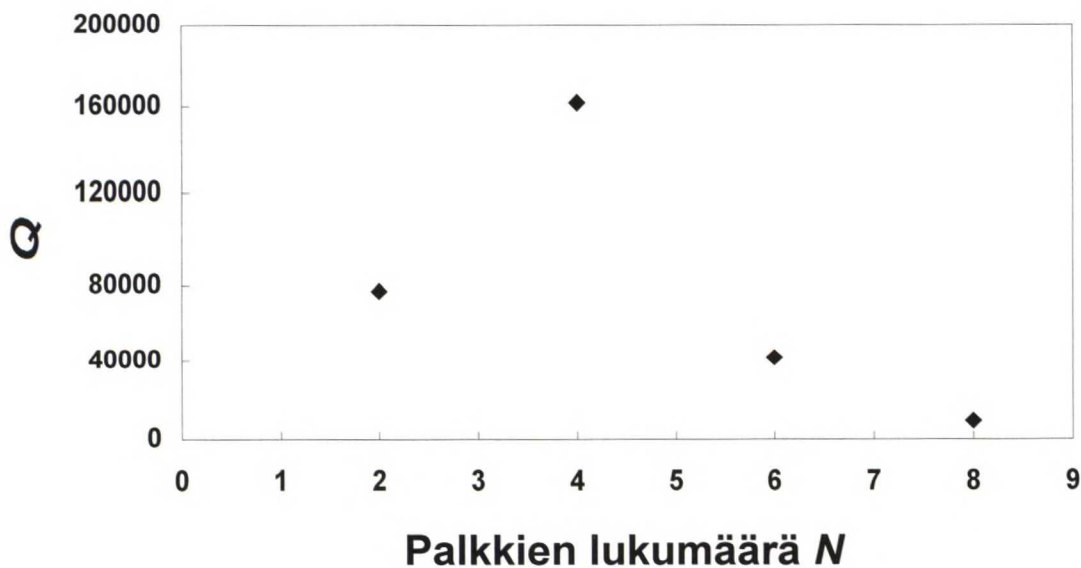
Kuva 6.16 Venymäresonaattoreiden hyvyysluvun riippuvuus resonaattorin rinnastettujen palkkien välisestä etäisyydestä Δ .

Kuvasta 6.16 on nähtävissä selvä hyvyysluvun lasku palkkien välisen etäisyyden Δ kasvaessa. Merkittävin syy tähän lienee palkin pään parasiittinen resonanssi, jonka suuruus

kasvaa palkkien välisen etäisyyden kasvaessa. Tätä ja muita parasiittisia resonansseja on käsitelty tarkemmin kohdassa 6.4.4.

6.4.3 Mittaukset rinnakkaisten palkkien lukumäärän kasvaessa

Venymäresonaattoreita valmistettiin versioina, joissa rinnakkaisten palkkien lukumäärää varioitiin siten, että $N = 2, 4, 6$ ja 8 . Palkkien pituus L , leveys w sekä välimatka Δ pysyivät vakioina kaikille rakenteille. Kuten kuvan 6.17 mittaustuloksista voidaan havaita, ei usean palkin rinnastaminen ole hyvyysluvun kannalta onnistunut ratkaisu. Syitä tähän on esitetty kohdassa 6.4.5. Mielenkiintoinen ilmiö on kuitenkin poikkeuksellisen suuri hyvyysluku resonaattorille, jossa neljä palkkia on kytketty rinnakkain. Tällaiselle rakenteelle hyvyysluku on yhtä suuri kuin yksipalkkiselle resonaattorille. Syy tähän käytökseen on toistaiseksi tuntematon. Tätä voidaan pitää osoituksena siitä, että venymäresonaattoreiden hyvyyslukuun vaikuttavat asiat saattavat olla monimutkaisia ja antavat aihetta jatkotutkimuksiin.



Kuva 6.17 Venymäresonaattorin päämoodin hyvyysluvun muuttuminen, kun palkkien lukumäärää kasvatetaan. Palkkien välinen etäisyys pysyi vakiona $\Delta = 5 \mu\text{m}$.

6.4.4 Parasiittisten resonanssien mittaukset

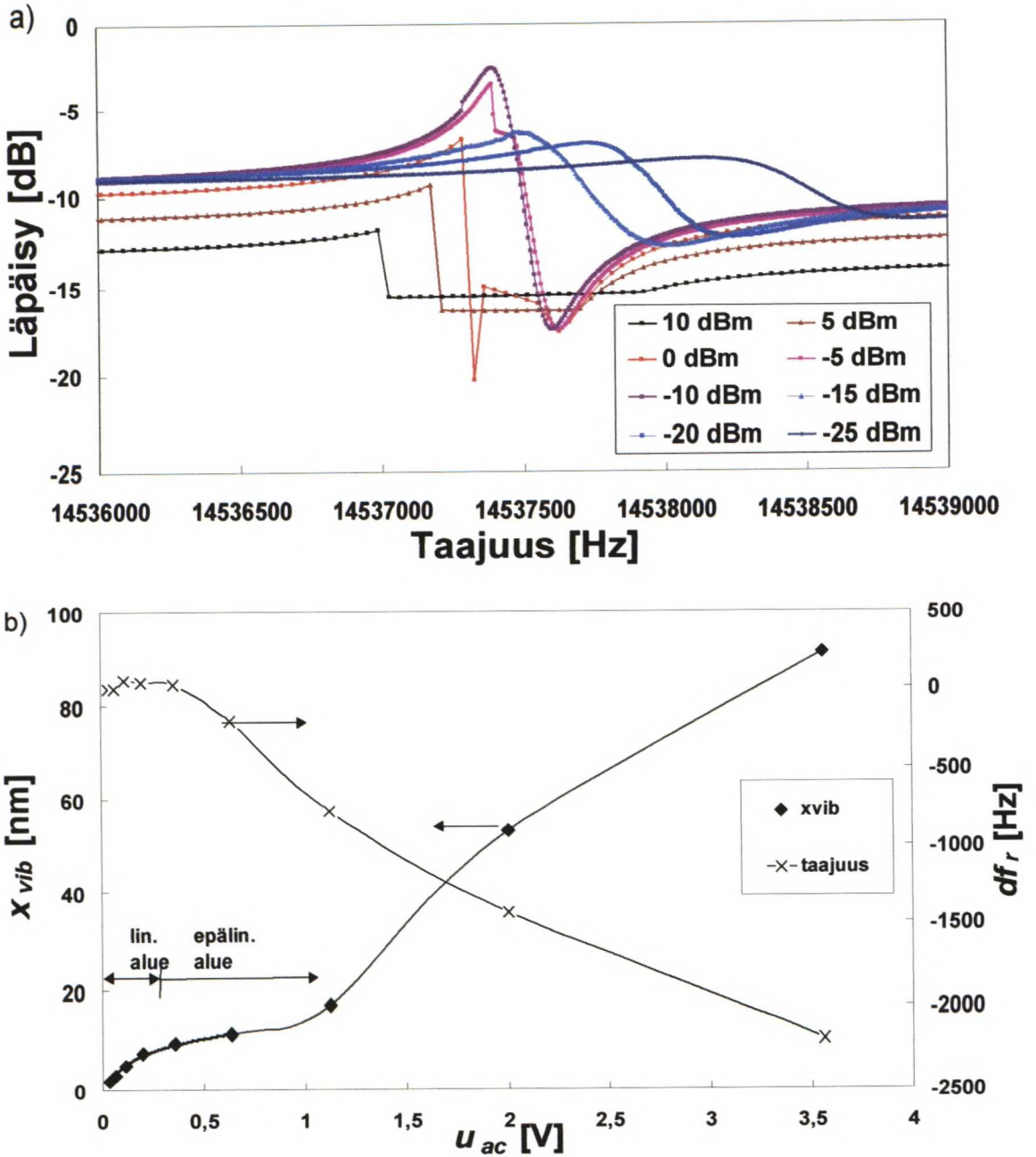
Rinnastetuissa venymäresonaattoreissa ensimmäinen havainto parasiittisista resonansseista oli palkkeja kytkevän tukipalkin värähteleminen taipumamoodissa, joka vastasi kaavasta (2.6) laskettua siltaresonaattorin resonanssitaajuutta: 31 MHz, 15 MHz ja 9 MHz, kun kytkentäpalkin pituus oli joko 20 μm , 30 μm tai 40 μm (Taulukko 6.5).

Δ [μm]	f_{lask} [MHz]	f_{mit} [MHz]
20	31,7	30,6
30	15,1	15,4
40	8,8	8,8

Taulukko 6.5 Venymäresonaattorin värähteleviä palkkeja kytkevän palkin pituus Δ sekä palkin laskettu ja mitattu taipumamoodin resonanssitaajuus. Palkin leveys $w = 2 \mu\text{m}$.

Lisäksi parasiittisten moodien kytkeytyminen on todennäköisin syy resonaattorin värähtelyamplitudin ja hyvyysluvun rajoittumiseen suurilla ajotehoilla. Tätä on käsitelty tarkemmin kohdassa 6.4.5.

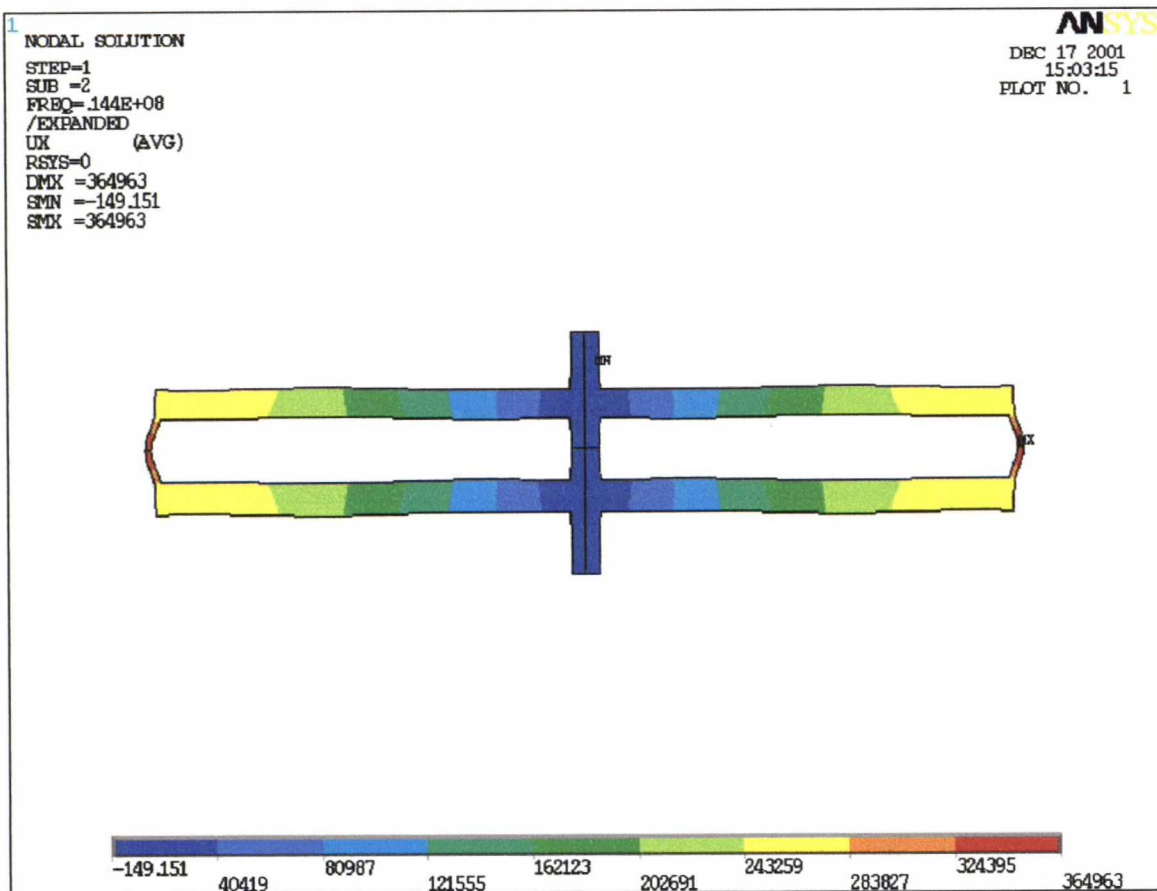
6.4.5 Venymäresonaattoreiden epälineaarisuus



Kuva 6.18 a) Rinnastettu ($N = 2$) venymäresonaattori eri ajotehoilla. Bias-jännite U_{bias} oli mittauksissa vakio. Kuvasta on selvästi nähtävissä voimakas epälineaarisuus jo pienilläkin ajotehoilla. b) Resonaattorin värähtelyamplitudin x_{vib} ja resonanssitaajuuden f_r riippuvuus ajojännitteestä u_{ac} . Värähtelyamplitudi on suoraan verrannollinen U_{out} jännitteeseen (laskettu kaavaa 3.7 käyttäen).

Kun rinnakkaistettua ($N = 2$) venymäresonaattoria mitattiin, huomattiin siinä hyvin selvästi näkyvä epälineaarisuus jo pienillä ajotehon arvoilla (Kuva 6.18). Kuvaan 6.18 on piirretty venymäresonaattorin ($N = 2$) ulostulojännitteen perusteella laskettu (kaava 3.7) värähtelyamplitudi x_{vib} . Aluksi resonaattori toimii lineaarisella alueella, joka nähdään resonanssitaajuuden kasvamisesta ajojännitteen funktiona. Noin 0,1 V:n ajojännitteellä värähtelyamplitudi alkaa saturoitua. Kuitenkin noin 1,5 V:n ajojännitteellä värähtelyamplitudi alkaa jälleen kasvaa voimakkaasti. Mielenkiintoinen piirre kuvassa 6.18 on resonanssitaajuuden laskeminen ajotehon kasvaessa. Tämä tarkoittaa, että epälineaarisuuden vaikutus näkyy jousivakion pehmentymisenä. Mittauksien jälkeen tehtiin ANSYS-ohjelmalla FEM (Finite Element Method) –analyysi voiman jakautumisesta resonaattorissa (Kuva 6.19), jotta löydettäisiin selitys havaitulle voimakkaalle epälineaarisuudelle. Kuvasta voidaan huomata, että resonaattorin päässä oleva palkki aiheuttaa epäsymmetrisen kytkennän rinnakkaisten resonaattoreiden välille, minkä seurauksena palkeissa herää ei-toivottuja moodeja.

Verrattaessa kuvia 6.14 ja 6.18 havaitaan, että rinnakkaisrakenteessa värähtelyamplitudin rajoittuminen on huomattavasti yksipalkkista resonaattoria voimakkaampaa. Kaksi- tai useampivartisissa resonaattoreissa palkkien muiden moodien kytkeytyminen päämoodiin osoittaa, että resonaattorirakenteiden rinnastaminen ei ole suoraviivaista.



Kuva 6.19 FEM (Finite Element Method) -analyysi rinnastetusta ($N = 2$) venymäresonaattorista osoittaa selvästi palkin päässä olevan voiman epäsymmetrisyyden. Kuvassa punaisella oleviin alueisiin kohdistuu suurin voima, sinisellä kuvattuihin alueisiin pienin voima. Lisäksi palkkeja yhdistävän tukipalkin voimakas taipuminen näkyy selvästi.

Kuva: Tuomas Lamminmäki

7 Johtopäätökset ja pohdintoja

Työssä tutkittiin SOI-kiekolle valmistettuja mikromekaanisia resonaattoreita. Pääpaino työssä oli mittauksilla, joilla pyrittiin selvittämään resonaattorin häviöihin ja rinnastamiseen liittyviä seikkoja ja löytämään tapoja minimoida niiden vaikutukset.

Työssä keskityttiin tutkimaan kahta resonaattorityyppiä: palkin taipuma- ja venymämoodiin perustuvia resonaattoreita. Mekaanisen analyysin jälkeen resonaattoreille johdettiin sähköinen vastinpiiri ja sitä myös käsiteltiin sähköisen piirin osana. Resonanssin detektointia käsiteltiin muodostamalla resonaattorin sähköiseen lukemiseen käytetty kytkentä kohinamekanismeineen. Tästä kytkennästä laskettiin eri kohinamekanismien aiheuttamat kohinajännitteet mittaussvahvistimena käytetyn FET:n sisäänmenossa ja havaittiin resonaattorin sisäisen kohinan olevan huomattavasti pienempi kuin vahvistimen aiheuttaman kohinan. Lisäksi huomattiin, että sovitettaessa resonaattoria mittaussvahvistimeen, täytyy mittaussvahvistimen sisäänmenokapasitanssin olla pieni resonaattorin suuren mekaanisen resistanssin johdosta. Käytännössä riittävän pienen FET:n toteuttaminen on hankala, joten on pyrittävä resonaattorin mekaanisen resistanssin pienentämiseen. Hyvän kytkennän todettiin vaativan korkean tasajännitteen ja työssä esiteltiin erilaisia tapoja tämän bias-jännitteen tuottamiseen. Lopulta päädyttiin ehdottamaan menetelmää, jossa kondensaattoriin varastoidusta varauksesta saatava matala jännite nostetaan riittävän korkeaksi varauspumppua käyttämällä.

Mikromekaanisten resonaattoreiden häviömekanismeja tutkittiin ensin teoreettisesti, jonka jälkeen teoriaa verrattiin mittaustuloksiin. Tyhjiössä toimiville mikromekaanisille resonaattoreille merkittävimäksi häviömekanismiksi todettiin kytkeytymishäviöt tukirakenteisiin. Resonaattorin aspekti (L/w) -suhteen kasvattaminen kasvatti resonaattorin hyvyyslukua, mutta teorian ennustamaa (L/w)³ riippuvuutta ei suurilla aspektisuhteilla havaittu. Pintavaikutusten lisääntyminen pinta-alan kasvaessa suhteessa resonaattorin massa arveltiin olevan syynä lisääntyneeseen vaimennukseen suurilla aspektisuhteilla. Kun resonaattori ei ollut enää suljettu tyhjiöön havaittiin merkittävimäksi häviölähteeksi väliaineen vaimennus. Väliaineen vaimennusta tutkittiin muuttamalla resonaattoria ympäröivän ilman painetta ja mittaamalla resonaattorin hyvyysluku. Mittauksien

perusteella väliaineen vaimennus voitiin jakaa kahteen paine-alueeseen: molekyylivaimennuksen ja viskoosin vaimennuksen alueeseen. Molekyylivaimennuksen alapuolella ympäröivä ilma ei aiheuttanut näkyvää vaimennusta. Mittaustulokset sopivat hyvin teoreettisiin malleihin muiden vaimennusmekanismien peittyessä väliaineen vaimennuksen alle. Resonaattoria ympäröivä ilma aiheutti muutoksia myös resonanssitaajuuteen: resonaattorin ja elektrodin väliin jäävä ilmakerros toimi palauttavana jousena ympäröivän ilmanpaineen kasvaessa riittävän suureksi. Tämän ilmajousivakion arvo riippui resonaattorin ja elektrodin välisestä raosta siten, että raon pienentyessä ilmajousivakion arvo kasvoi. Kun mittaustuloksia verrattiin teoriaan kahdesta toisiaan vasten oskilloivasta levystä, huomattiin erinomainen sopivuus, kun resonaattorin ja elektrodin yhteistä pinta-alaa skaalattiin tekijällä 0,86. Tämä kuvasi tilannetta, jossa osa jousena toimivasta ilmasta pääsee vuotamaan pois raosta.

Mekaanisen epälineaarisuuden vähentämistä siltaresonaattoreilla tutkittiin kytkemällä poikittainen palkki värähtelevän palkin toiseen tai molempiin päihin. Näiden vedonpoistopalkkien käyttäminen laski resonanssitaajuutta. Resonaattoreiden pienestä aspektisuhteesta johtuen mekaaninen epälineaarisuus esiintyi jousivakiota pehmentävänä, kuten teoria asian esitti. Mielenkiintoinen ilmiö oli epälineaarisuuden pieneminen vedonpoistopalkin lyhentyessä. Tämä voisi tarjota mahdollisuuden valmistaa siltaresonaattoreita, joissa jousivakion kasvaminen ja pehmeneminen kumoavat toisensa ja mekaanisen epälineaarisuuden vaikutus saadaan minimoitua.

Toisena resonaattorityyppinä käsiteltiin venymäresonaattoreita. Näiden mekaaninen jousivakio sekä hyvyysluku (10^5 vs. 10^3) olivat huomattavasti taipumaresonaattoreita korkeampia. Venymäresonaattoreiden rinnakkaistamista tutkittiin valmistamalla kytkettyjä versioita, joissa kaksi tai useampia palkkeja kytkettiin värähtelemään rinnakkain. Näin saavutettiin suurempi kytkentäkerroin η mekaanisen ja sähköisen maailman välille, mutta samalla huomattiin resonaattorin hyvyysluvun ja lineaarisen toiminta-alueen voimakas pienentyminen. Syynä tähän arveltiin olevan ei-toivottujen moodien kytkeytyminen päämoodiin kytkennässä käytettävän palkin johdosta. Asia varmistettiin FEM-simulaatioilla. Vaikka venymäresonaattorit tarjoavatkin monia etuja

taipumaresonaattoreihin verrattuna, ei tietämys niistä ole vielä sillä tasolla, jotta kaikkia näitä ominaisuuksia voitaisiin hyödyntää. Tulevaisuudessa onkin uhrattava aikaa myös hyvin perustason tutkimukseen venymäresonaattoreita koskien.

Seuraava tärkeä tutkimuskohde mikromekaanisissa resonaattoreissa on niiden stabiilisuus pidemmällä aikavälillä. Tämä tarkoittaa erityisesti keskittymistä pakkaustekniikkaan sekä mikromekaanisten resonaattoreiden käyttäytymiseen ympäristön lämpötilan muuttuessa. Voimakkaan väliaineen vaimennuksen johdosta resonaattorit on kyettävä pakkaamaan tiiviisti siten, että resonaattorin voidaan taata toimivan molekyylivaimennuksen alueen alapuolella. Lisäksi tämän pakkauksen on oltava sopiva IC-prosessien kanssa mm. tarvittavien prosessointilämpötilojen suhteen, jotta mikromekaanisten resonaattoreiden integroitavuutta ei menetetä.

Ympäristön lämpötilan muutokset vaikuttavat resonaattorin resonanssitaajuuteen. Lähes kaikki resonanssitaajuuteen vaikuttavat suureet ovat lämpötilariippuvia, joten muutokset resonanssitaajuuteen voivat olla merkittäviä, mikäli lämpötilan muutoksista aiheutuvia muutoksia ei korjata. Taipumaresonaattoreille erilaisia lämpötilakompensaatioita on toteutettu⁴⁰, mutta venymäresonaattoreille nämä ratkaisut eivät toimi, joten uusien ratkaisujen suunnittelu on tarpeen.

Usean resonaattorin kytkeminen kohinan pienentämiseksi sekä signaalitason kasvattamiseksi on kiehtova ajatus. Kuitenkin, kuten rinnakkaistettujen venymäresonaattoreiden kohdalla huomattiin, ei kytkeminen ole suoraviivaista vaan se saattaa muuttaa resonaattorin toimintaa merkittävästi epälineaaristen ilmiöiden vuoksi. Tästä syystä kytkettyjen resonaattoreiden tutkiminen tarjoaa laajan jatkotutkimuskohteen.

8 Lähdeluettelo

- [1] C. T.-C. Nguyen: *Micromechanical circuits for communication transceivers*, 2000 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM), 142 (2000).
- [2] T. Lamminmäki: *Vähähäviöisen RF-resonaattorin toteuttaminen piin mikromekaniikalla*, Diplomityö, TKK (1999).
- [3] S. Middelhoek and S.A. Audet : *Silicon Sensors*, (Department of Electrical Engineering, Delft University of Technology, 1994).
- [4] T. Mattila, O. Jaakkola, A. Oja: *RF-MEMS: Feasibility study, Part 1.4a: Analysis of electromechanical coupling*, VTT Automation (2000).
- [5] J. F. Rosenbaum: *Bulk Acoustic Wave Theory and Devices*, Artech House, Boston (1988).
- [6] T. Mattila , J. Kiihamäki , T. Lamminmäki , O. Jaakkola , A. Oja , H. Seppä , H. Kattelus and I. Tittonen: *12 MHz Micromechanical Bulk Acoustic Mode Oscillator*, Submitted to Applied Physics Letters (2001).
- [7] D. Salt: *Handbook of Quartz Crystal Devices*, Wan Nostrand Raynhold (UK), Wokingham (1987).
- [8] T. Mattila, O. Jaakkola, J. Kiihamäki, J. Karttunen, T. Lamminmäki, P. Rantakari, A. Oja, H. Seppä, H. Kattelus and I. Tittonen: *14 MHz Micromechanical Oscillator*, Digest of Technical Papers, Transducers '01 / Eurosensors XV, 1102, (2001)
- [9] M. J. Buckingham: *Noise in Electronic Devices and Systems*, Ellis Horwood Limited, Chichester (1983).

- [10] J. R. Vig and Y. Kim: *Noise in Microelectomechanical System Resonators*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, **46**, 1558 (November 1999).
- [11] K. Wang and C. T.-C Nguyen: *High-Order Medium Frequency Micromechanical Electronic Filters*, Journal of Microelectromechanical Systems, **8**, 534 (December 1999).
- [12] D. R. Lide (Editor-in-Chief): *CRC Handbook of chemistry and physics: a ready-reference book of chemical and physical data*, CRC Press, Boca Raton (1998).
- [13] [online] v.9.720, päivitetty 2000-08-14, viitattu 2002-01-11, saatavissa: http://www.hut.fi/Units/MEC/documents/Si_SiO2.htm.
- [14] A. Zaleski, D. E. Ioannou, D. Flandre, J. P. Colienge: *Design and Performance of a New Flash EEPROM on SOI(SIMOX) Substrates*, Proceedings, IEEE International SOI Conference, 13 (1994).
- [15] M. Lorenzini, M. V. Rudan, and G. Baccarani: *A Dual Gate Flash EEPROM Cell with Two-Bit Storage Capacity*, IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology—Part A, **20**, 182 (June 1997).
- [16] Q. Zou, Z. Tan, Z. Wang, J. Pang, X. Qian, Q. Zhang, R. Lin, S. Yi, H. Gong, L. Liu, and Z. Li: *A Novel Integrated Silicon Capacitance Microphone—Floating Electrode “Electret” Microphone (FEEM)*, Journal Of Microelectromechanical Systems, **7**, 224 (June 1998).
- [17] M.S. Makowski: *Realizability conditions and bounds on synthesis of switched capacitor DC-DC voltage multiplier circuits*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, **44**, 684 (Aug 1997).

- [18] J.K. Dickson: *On-chip high voltage generation in NMOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique*, IEEE Journal of Solid State Circuits, **SC-11**, 374 (June 1976).
- [19] J.S. Witters, G. Groeseneken and H.E. Maes: *Analysis and modeling of on-chip high-voltage generator circuits for use in EEPROM circuits*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, **24**, 1372 (October 1989).
- [20] J. A. Starzyk, Y.-W. Jan and F. Qiu: *A DC-DC charge Pump Design Based on Voltage Doublers*, IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications, **48**, 350 (March 2001).
- [21] A.C Tilmans, M. Elwenspoek and J. H.J. Fluitman: *Resonant force gauges*, Sensors And Actuators A, **30**, 35 (1992).
- [22] K. Y. Yasumura, T. D. Stowe, E. M. Chow, T. Pfafman, T. W. Kenny, B. C. Stipe and D. Rugar: *Quality factors in micron- and submicron-thick cantilevers*, Journal of Microelectromechanical Systems, **9**, 117 (March 2000).
- [23] R.E. Mihailovich, N.C. MacDonald: *Dissipation measurements of vacuum-operated single-crystal silicon microresonators*, Sensors and Actuators A, **50**, 199 (1995).
- [24] Y Jimbo and K Itao: *Energy loss of a cantilever vibrator*, J. Horolog Inst. Japan, **47**, (1968).
- [25] H. Hosaka, K. Itao and S. Kuroda: *Damping characteristics of beam-shaped micro-oscillators*, Sensors and Actuators, **49**, 87 (1995).
- [26] T. V. Roszhart: *The effect of thermoelastic internal friction on the Q of micromachined silicon resonators*, Technical Digest, IEEE 4th Solid-State Sensor and Actuator Workshop, 13 (1990).

- [27] R. Lifshitz and M.L. Roukes: *Thermoelastic damping in micro- and nanomechanical systems*, Physical Review B, **61**, 5600 (February 2000).
- [28] R. G. Christian, Vacuum, **16**, 175 (1966).
- [29] *MAOL-Taulukot*, Matemaattisten Aineiden Opettajien Liitto, Kustannusosakeyhtiö Otava (1993).
- [30] G. Xu, C. Zhang, Q. Jiang: *Air-damping Effect on a Micro- and Nano-machined Beam Resonator*, abstract.
- [31] J. J. Blech: Lubrication Technology, **105**, 615 (1983).
- [32] T. Veijola, H. Kuisma, J. Lahdenperä and T. Ryhänen: Sensors and Actuators A, **48**, 239 (1995).
- [33] H. Seppä and H. Sipola: *Optimizing the resolution of a micromechanical capacitive sensor and readout electronics*, Report 98R0186-2, VTT Automation (1998).
- [34] T. Mattila, J. Kyynäräinen, O. Jaakkola, J. Kiihamäki, A. Oja, H. Seppä, P. Seppälä and T. Sillanpää: *Air damping in resonant micromechanical capacitive sensors*, Abstract.
- [35] T. A. Roessig, R. T. Howe, A. P. Pisano: *Nonlinear Mixing in Surface-Micromachined Tuning Fork Oscillators*, IEEE International Frequency Control Symposium, 778 (1997).
- [36] S. Atluri: *Nonlinear Vibrations of a Hinged Beam Including Nonlinear Inertia Effects*, Journal of Applied Mechanics, 121 (March 1973).
- [37] C. Mei and K. Decha-Umphai: *A Finite element method for non-linear forced vibrations of beams*, Journal of Sound and Vibration, **102**, 369 (1985).

[38] APLAC 7.60 *Electromechanical Macro Models* (Version 6.2, 14.02.2001).

[39] Personal communication with Jyrki Kiihamäki, VTT Electronics.

[40] W.-T. Hsu, J. R. Clark and C. T.-C Nguyen: *Mechanically Temperature-Compensated Flexural-Mode Micromechanical Resonators*, Technical Digest, IEEE International Electron Devices Meeting, 399 (2000).